SPECIAL

トランジスタ技術

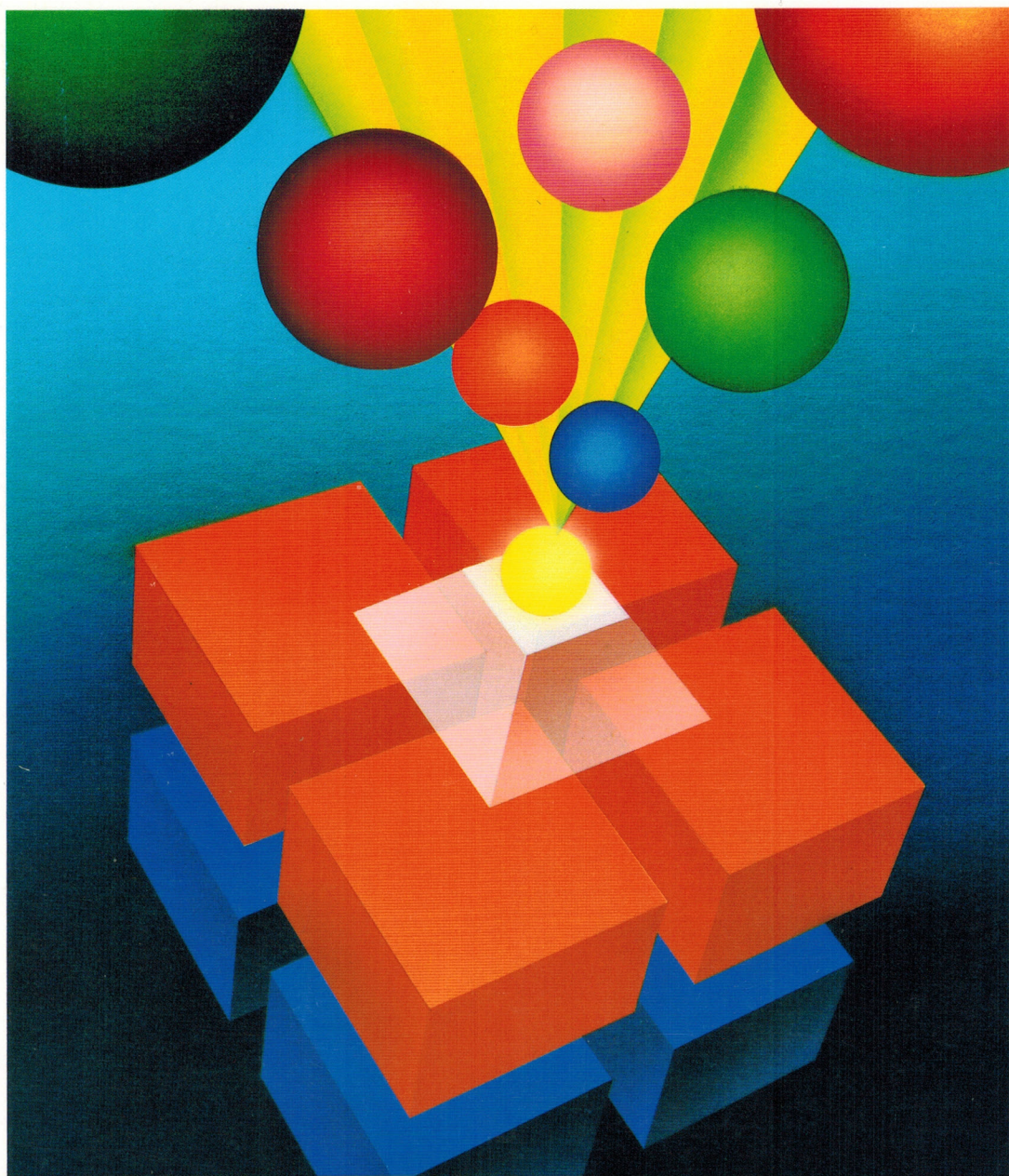
SPECIAL No.28

特集 最新・電源回路設計技術のすべて

3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで

エレクトロニクス・フィールド・ワーク・マガジン

トランジスタ技術SPECIAL

既刊紹介

隔月発売(偶数月29日)/B5判/2色刷/各定価1,540円(㉟以降は定価1,600円)/送料310円

1 個別半導体素子 活用法のすべて
基礎からマスタするダイオード,トランジスタ,FETの実用回路技術

2 作りながら学ぶMC68000
16ビットMPUとその周辺LSIを使いこなすためのハード&ソフト

3 PC9801と拡張インターフェースのすべて
16ビット・パソコンを使いこなすためのハード&ソフト

4 C-MOS標準ロジックIC活用マニュアル
実験で学ぶ4000B/4500B/74HCファミリ

5 画像処理回路技術のすべて
カメラとビデオ回路,パソコンと隔合させる

6 Z80ソフト&ハードのすべて
基礎からマクロ命令を使いこなすまでのノウハウを集大成

7 HD64180徹底活用マニュアル
Z80を超えた高性能8ビットCPUのすべて

8 データ通信技術のすべて
シリアル・インターフェースの基礎からモデムの設計法まで

9 パソコン周辺機器インターフェース詳解
セントロニクス/RS-232C/GPIB/SCSIを理解するために

10 IBM PC&80286のすべて
世界の標準パソコンとマルチタスクの基礎を理解する

11 フロッピ・ディスク・インターフェースのすべて
需要の急増するFDDシステムの基礎から応用まで

12 入門ハードウェア 手作り測定器のすすめ
電子回路設計の基礎と実践へのアプローチ

13 シミュレータによる電子回路理論入門
コンピュータを使ったアナログ回路設計の手法を理解するために

14 技術者のためのCプログラミング入門
MS-C, Quick C, Turbo Cによるソフトウェア設計のすべて

15 アナログ回路技術の基礎と応用
計測回路技術のグレードアップをめざして

16 A-D/D-A変換回路技術のすべて
アナログとディジタルを結ぶ最新回路設計ノウハウ

17 OPアンプによる回路設計入門
アナログ回路の誤動作とトラブルの原因を解く

18 ホビー・エレクトロニクス入門
売切

19 PC9801計測インターフェースのすべて
オリジナル拡張ボードでパソコンを実践活用しよう

20 アナログ回路シミュレータ活用術
ゲーム感覚の回路設計を体験しよう

21 ディジタル・オーディオ技術の基礎と応用
最もポピュラーな最新技術を理解しよう

22 ディジタル回路ノイズ対策技術のすべて
TTL/CMOS/ECLの活用法と誤動作/トラブルへの処方

23 回路デザイナのためのPLD最新活用法
PLDのプログラミング法からPALライタの製作まで

24 Cによる組み込み機器用プログラミング
16ビットCPUによるメカトロニクス入門

25 最新マイコン・メモリ・システム設計法
DRAM, SRAMの動作からデュアル・ポートRAM, FIFOの活用まで

26 68000ソフト&ハードのすべて
実用ライブラリの作成と便利チップ68301/68303の活用技術

27 ハードディスクとSCSI活用技術のすべて
本格活用のためのハード&ソフトのすべてを詳解

28 最新・電源回路設計技術のすべて
3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで

29 マイコン独習Z80完全マニュアル
手作りの原点から実用ソフトの作成まで

30 ニュー・メディア時代のデータ通信技術
赤外線,無線通信技術からLAN,光ファイバを用いた高速通信技術まで

31 基礎からのビデオ信号処理技術
複合映像信号の理解からハイビジョン信号の捉え方まで

32 実用電子回路設計マニュアル
アナログ回路の設計例を中心に実用回路を詳述

33 オプト・デバイス応用回路の設計・製作
光素子を使いこなすための製作ドキュメント

34 つくるICエレクトロニクス
機能ICを使って実用機器を作ろう

35 C言語による回路シミュレータの製作
Quick Cでのプログラミングとフィルタ回路の解析

36 基礎からの電子回路設計ノート
トランジスタ回路の設計からビデオ画像の編集まで

37 実用電子回路設計マニュアルII
豊富な回路設計例から最適設計を学ぼう

38 Z80システム設計完全マニュアル
周辺I/Oボードの設計とマイコン・システムの開発

39 A-Dコンバータの選び方・使い方のすべて
アナログ信号をディジタル処理するための基礎技術

40 電子回路部品の活用ノウハウ
機器の性能と信頼性を支える受動部品の使い方

41 実験で学ぶOPアンプのすべて
汎用OPアンプから高性能OPアンプまで

●「トランジスタ技術SPECIAL」誌上で紹介した基板等の頒布サービスを,当初予定の申し込み締め切り日を延長して受け付けているものがあります(⑳,㉓,㉙など).詳しくは編集部宛お問い合わせください。

●無間購読【購読料10,860円(送料,税込)】,バックナンバをご希望の方は小社営業部までお申し込みください.

CQ出版社 〒170 東京都豊島区巣鴨1-14-2 営業部☎(03)5395-2141 振替 東京0-10665

トランジスタ技術 SPECIAL No.28

CONTENTS

特集　最新・電源回路設計技術のすべて
3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで

●佐藤守男

■ Introduction，第1章，第3章および Appendix，第4章および Appendix 1，第5章およびAppendix，第7章はそれぞれトランジスタ技術'90年4月号，第2章は同'91年3月号，第4章 Appendix 2は'90年1月号，第6章は同'89年10月号および11月号，第8章は同'91年2月号から再編集しました．(編集部)

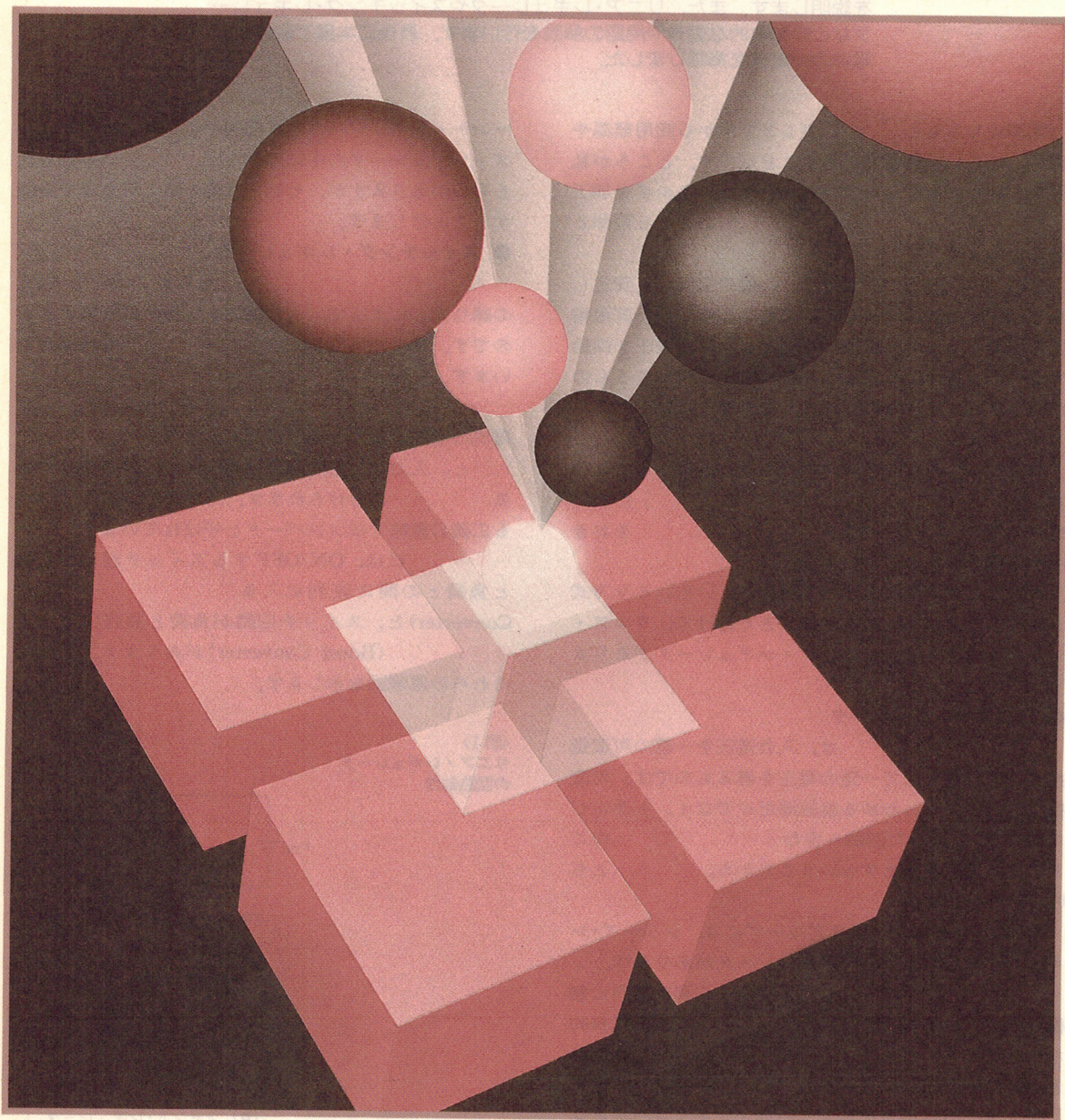
表紙デザイン/簑原　圭介
本文イラスト/神崎真理子

特集 最新・電源回路設計技術のすべて

3端子レギュレータから共振型スイッチング電源まで

佐藤 守男

本書を読みながら，いろいろな電源回路の設計・製作ができるように構成されています．ちょっとした実験に使用する 3端子レギュレータ回路にはじまり，スイッチング・レギュレータからさらに一歩進めて共振型電源まで，途中電源部品の使い方も含めて解説します．また，波形写真や動作解析により，それぞれの電源回路の原理をわかり易く示します．なお，本号はトランジスタ技術誌に掲載された記事に追加と修正を行い，後半に新しい章を加えたものです．

Introduction

電源とはなんだろうか?…特集を始めるにあたって

電源の基礎知識・リニア方式とSW(スイッチング)方式のちがい

ここでは，これから製作するいろいろな電源について，その種類と特徴を説明します．また，リニア・レギュレータやスイッチング・レギュレータなどの基本的な動作や用語の解説を行います．最後に本書で製作する電源の一覧表を掲載しました．

電源はもともと電気の源のことですから商用電源や電池，あるいは発電機をさすことばです．ところが私達はこれらの電源から供給される電気エネルギを加工してふたたび他の機器に供給する装置のことも電源と呼んでいます．

このような電源の種類には，一般の交流から安定した交流電圧を供給するもの，交流から安定した直流電圧を供給するもの，直流から安定した交流電圧を供給するもの，直流から安定した直流電圧を供給するものがあります．これらはいずれも身の周りに見つけることができます．

本書ではこれらの電源の中でもっとも用いることの多い「交流から安定した直流電圧を供給する」ための電源装置(レギュレータ)を製作することに重点をおきながら紹介することにします．

安定した直流電圧を得る方法には，いろいろな方式と回路があります．方式には大きく分けて，リニア・レギュレータとスイッチング・レギュレータがあります．

● リニア・レギュレータ

リニア・レギュレータは，入力電圧を一種の可変抵抗によって落として一定の電圧を得るものです．可変抵抗といってもいわゆる抵抗器だけでなく，トランジスタやICを使った回路も含む等価的な可変抵抗のことです．電圧を落とすということから，ドロッパとも呼ばれています．

リニア・レギュレータのグループには，シリーズ・レギュレータとシャント・レギュレータがあります．シリーズ・レギュレータは入力と負荷との間に直列に制御回路を入れるもので，3端子レギュレータが代表的な回路のひとつです．シャント・レギュレータは負荷と並列に制御回路が入るものです．

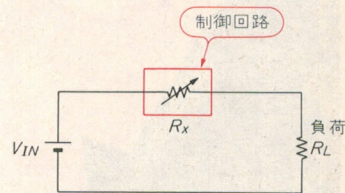
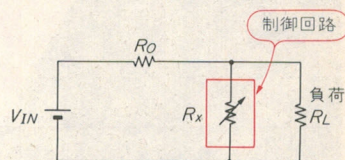
図1(a)と(b)にそれぞれシリーズ・レギュレータとシャント・レギュレータの原理図を示しました．シリーズ・レギュレータの中にはさらに低損失型に分類されるものがありますが，それらは追々第1章以降で説明することにします．

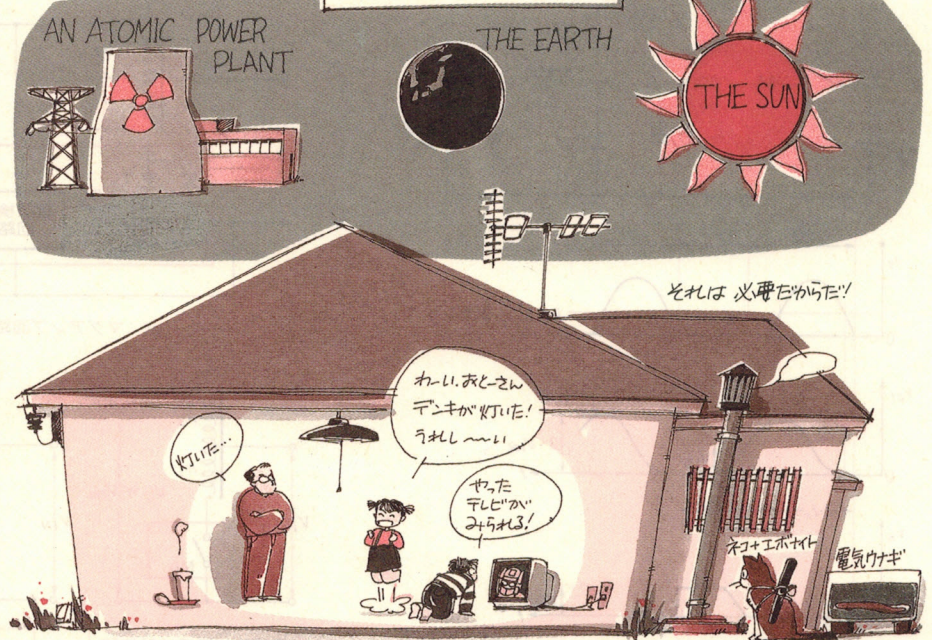
● スイッチング・レギュレータ

スイッチング・レギュレータは回路のONとOFFの繰り返しによって，入力電圧を定電圧に変換するものです．変換ということからコンバータとも呼ばれています．

スイッチング・レギュレータのグループには，入力電流の全部または一部が負荷に流れる非絶縁型のチョッパと，入力側と出力側では電流のループが別個であるコンバータに分けられます．ただし，このチョッパも広義の意味ではコンバータと呼ばれています．

チョッパには，ON/OFFするスイッチ回路が入力と負荷との間に直列に入る降圧型チョッパ(Buck Converter)と，スイッチ回路が負荷と並列に入る昇圧型チョッパ(Boost Converter)があります．図2にそれらの原理図を示します．

〈図1〉
リニア・レギュレータの回路動作

(a) シリーズ・レギュレータ

(b) シャント・レギュレータ

<人はなぜ電源を作るのか>

狭義の意味のコンバータには，入力側と出力側の電流ループが交互に起こるフライバック・コンバータと，入力側と出力側の電流ループが同時に起こるフォワード・カプルド・コンバータ(略してFCC)があります．フライバック・コンバータのことをON/OFFコンバータ，FCCのことをON/ONコンバータと呼ぶ場合もあります．

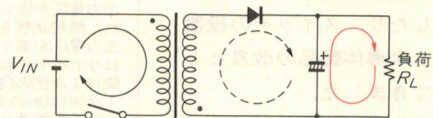
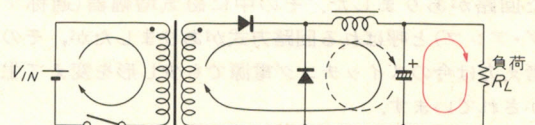
また，自励式フライバック・コンバータをRCC(Ringing Choke Converter または Reverse Coupled Converter の略)と呼ぶことがあります．図3(a)と(b)にフライバック方式とフォワード方式の原理図を示します．

スイッチングのほとんどは，電流がピークに達したときに切られるため，電流電圧波形に高調波成分が含まれており，ノイズ(雑音)の原因を作ります．

それに対して，電流がゼロになった瞬間に切るゼロ・クロス・スイッチング・タイプの共振型コンバータはノイズ発生が抑えられる電源として期待され，すでに一部のメーカで製品化されています．

共振型コンバータは，降圧チョッパ，昇圧チョッパ，フライバック方式，フォワード方式の従来のどの回路

<図2> 降圧型チョッパと昇圧型チョッパの回路の動作(電流ループ)

<図3> スイッチング・レギュレータの回路動作(電流ループ)

(a) フライバックまたはリンギング・チョーク・コンバータ(RCC)

(b) フォワード・カップルド・コンバータ(FCC)

—— はON期間の電流
- - - - はOFF期間の電流
—— は負荷電流(直流)

〈図4〉共振型降圧チョッパの回路動作

スイッチのON/OFFとスイッチを流れる電流i_s，共振コンデンサ両端の電圧v_{cr}およびスイッチ両端の電圧v_sの各波形
t_rは共振期間
t_cはC_rの電荷がL_Oを通り負荷に流れる期間
t_fはL_OのエネルギがD_Oによって放出される期間

〈図5〉マグ・アンプの回路と動作原理

(a) マグアンプ回路方式

通常の状態では可飽和リアクトルは交流を流さず，オープン状態を保つのでトランスの機能は働かず，巻線n_2のインダクタンス成分が直列に入るのみ．

出力電圧が下がると可飽和リアクトルの巻線n_oに直流を流し[図(a)参照]，短絡状態として，T_1に昇圧トランスの働きをさせる．

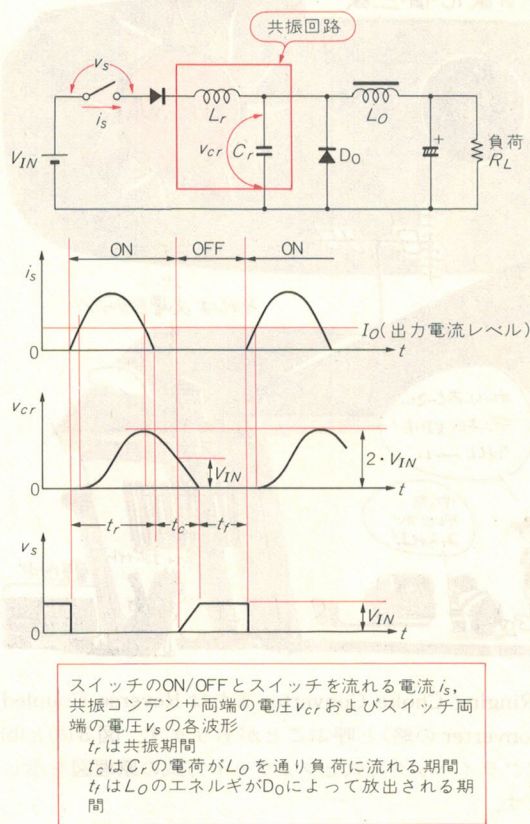
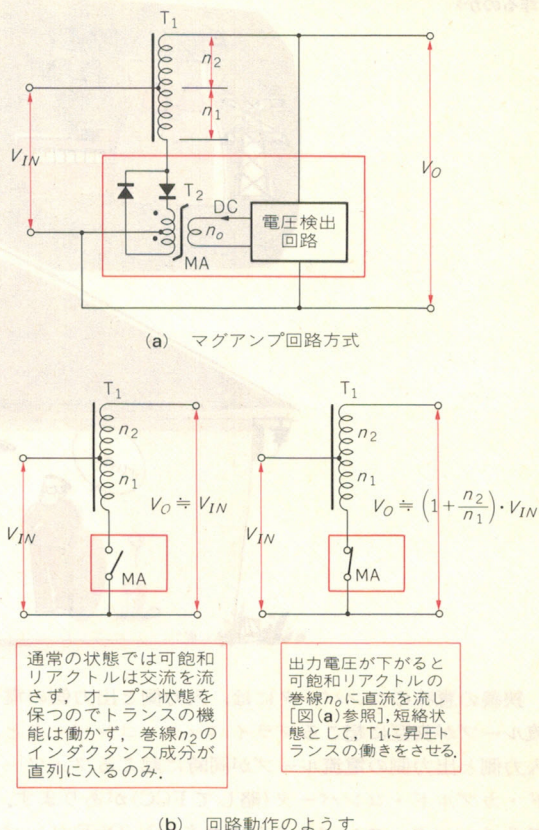
(b) 回路動作のようす

にも応用ができます．また，従来の回路とは少し異なるチューク・コンバータ(ドクタ・チュークの考案によるコンバータ)のような共振型専用のコンバータも生まれています．

図4に降圧チョッパの共振型原理図とスイッチに流れる電流と電圧の変化のようすを示しました．

● 古くて新しい技術

以上のさまざまな電源は，可変抵抗の役割をしたり，スイッチの役割をしたりする半導体製品の改良とともに進歩してきました．

電流容量の大きいトランジスタがない時代は，それなりにくふうされた回路がありました．その中に磁気増幅器(通称マグ・アンプ)と呼ばれる回路方式がありましたが，その考え方は今のスイッチング電源でも少し形を変えて生かされています．

〈図6〉FCC方式のスイッチング・レギュレータにマグ・アンプを応用した例

出力電圧が低いときはリセット電流が流れず，可飽和リアクトルには順方向にのみ電流が流れ，飽和状態を保っている．すなわち短絡状態にある．
出力電圧が高くなると，OFF期間に可飽和リアクトルにリセット電流が流れ，次のON期間にはリセットされた分だけ可飽和リアクトルが飽和状態にいたるまでの時間がかかり，導通期間は1次側のON期間より短くなって出力電圧を下げる．
1次側のONのデューティ比と関係なしに可飽和リアクトルの導通期間を制御できるため，マルチ出力電源において，検出電圧（1次側にフィードバックさせる電圧）以外の出力電圧の定電圧化に利用すると効率を下げずにクロス・レギュレーションを改善することができる．

図5(a)と(b)にマグ・アンプの回路と動作原理を示します．T_1は普通の単巻きのトランスです．T_2は可飽和リアクトルと呼ばれているトランスで，わずかな直流電流で飽和して短絡状態になりますが，交流電圧を印加しても，大きなリアクタンスのため，オープン状態に近い性質を示すものです．

T_2の巻線n_0に直流電流が流れていないときは，回路は等価的に図5(b)の左のようになり，電流が流れたときは等価的に右のようになります．そこで出力電圧を検出して，巻線n_0に流す直流電流をコントロールし，定電圧を得ることができます．これとほぼ同じ考え方が図6に示したように，最近のスイッチング・

〈表1〉リニア・レギュレータとスイッチング・レギュレータ

	リニア・レギュレータ	スイッチング・レギュレータ
メリット	(1)ノイズが小さくどのような用途にも適用できる. (2)設計製作が容易でだれにでも作れる. (3)小さいパワーではスイッチング方式より安価にできる.	(1)軽くて小さいため生産性に優れており，またセットの重量を軽減できる. (2)効率が高く100V～240VのAC入力をカバーする設計が可能. (3)大きいパワーではリニア方式より安価にできる.
デメリット	(1)重くて大きいため生産性が悪く，またセットも重くなる. (2)効率が低く，発熱量が大きい.	(1)ノイズが大きく適用できないセットもある. (2)設計製作が複雑で，実験に際して伴う危険はリニア方式にくらべて一段と高い.

〈表2〉本書の案内板

	ディスクリート回路	ICを使用した回路
3端子レギュレータ	――	7805 5V・1A(p.7) 7812 12V・1A(p.8)
低損失リニア・レギュレータ	5V・0.5A (p.54) 5V・3A (p.29) 9V・3A (p.36) 12V・3A (p.36)	PQ05RF2 5V・2A(p.41) STR9005 5V・4A(p.41) LT1083 5V・7.5A(p.42)
チョッパ型スイッチング・レギュレータ	5V・3A (p.44)	YD205 5V・2A(p.55) STK730C 5V・5A(p.54) L4970 5V・10A(p.55)
RCC方式スイッチング・レギュレータ	5V・3A (p.60) 6V・2.5A (p.62) 8V・2A 9V・1.8A 12V・1.4A 15V・1.2A 24V・0.8A 12V・3A (p.87)	MA1020 12V・2A (p.101) TDA4605 24V・5A (p.105)
マグ・アンプによるFCC方式スイッチング・レギュレータ(100 kHz)		TMCU05 V10RC 5V・10A (p.110)
専用コントロールICによるFCC方式スイッチング・レギュレータ(200 kHz)		μPC1099 5V・10A (p.130)
共振チョッパ型スイッチング・レギュレータ	5V・2A (p.143)	
専用コントロールICによる共振型スイッチング・レギュレータ		GP605 5V・10A (p.157)

▭ プリント・パターン掲載

レギュレータの2次側定電圧回路にも応用されています.

● 一度作ってみよう

電源の方式と回路について述べてきましたが，リニア・レギュレータとスイッチング・レギュレータのメリット，デメリットについて表1にまとめてみました.

表に示したようにリニア・レギュレータは効率が悪く発熱量も大きいのですが，その欠点を少しでも改善しようとした低損失リニア・レギュレータもあります．また，スイッチング・レギュレータは設計製作が複雑でノイズがなかなかとれないのですが，比較的シンプルでノイズの小さい自励式チョッパもあります.

これらのことも含めて，上に述べた電源の種類の中から製作しやすく，また原理のわかりやすいものを選び本書で紹介することにします．本書に出てくる電源の概略仕様を表2の案内板にまとめてみました.

電源を作りながら学ぶという人にはディスクリートによる回路を勧めます．また，即実用化をねらって作る人にはICが便利かもしれません．ただし，スイッチング・レギュレータ用ICはまだ3端子レギュレータほどは使いやすくなっていません.

3端子レギュレータはひとつの完成品に近いICですが，スイッチング・レギュレータ用のICは，開発したエンジニアの考え方や使われているパワー・スイッチング・デバイスの特性を理解したうえで使いこなさないと，よい結果が得られないことがあります.

初めて電源を作る人は3端子レギュレータを使うのがよいと思います．乗用車やトラックにトランシーバを付けて走っている人は低損失レギュレータかロー・ノイズのチョッパ型レギュレータを一度検討してみてください.

スイッチング・レギュレータ(表1ではACライン電圧を直接整流してスイッチングするライン・オペレート型を指す)に挑戦したいが，どのように検討したらよいか糸口がつかめない人は，5V・3AのRCC方式のスイッチング・レギュレータから入るのがよいと思います．表2の中の気に入ったところから始めてみてください.

リニア電源の基本と整流回路をマスタしよう

3端子レギュレータ回路の設計と製作

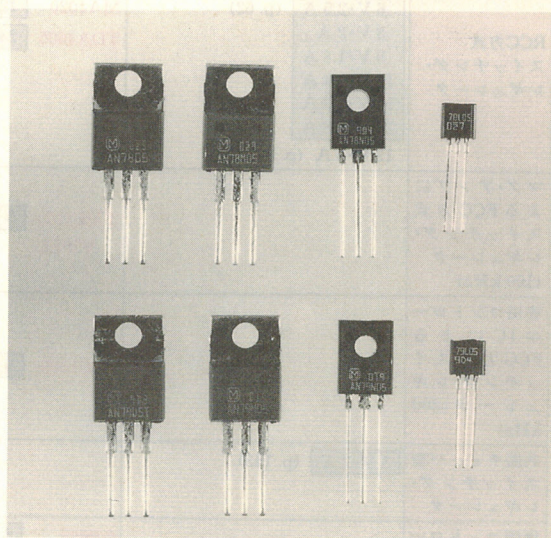
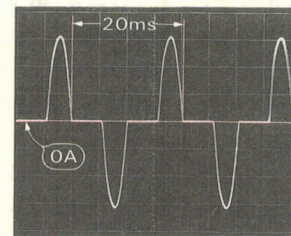
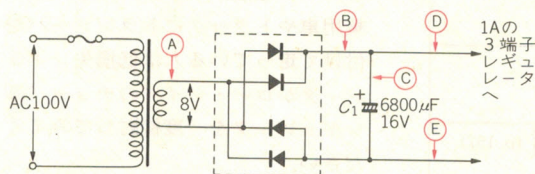
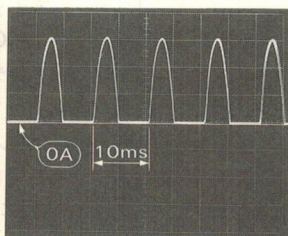
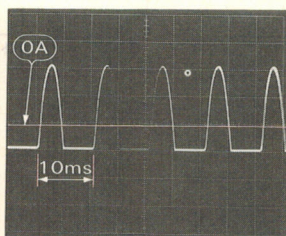
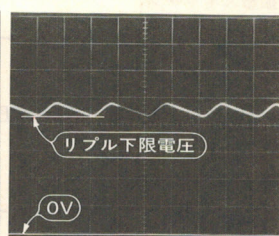
3端子レギュレータは皆さんもよく使うICのひとつでしょう．ここでは，理屈をぬきにしてまず実験してみることにしました．後半では，原理を追求したい人のために，このシリーズ・レギュレータの回路構成を紹介しました．

1　3端子レギュレータによる定電圧電源の製作

3端子レギュレータ(**写真1**)はもっとも使いやすいレギュレータのひとつです．**表1**は3端子レギュレータの一覧表です．3端子レギュレータのネーミングは，一般に**正の出力電圧のICには78**という数字を使い，**負の出力電圧のICには79**という数字を使っています．

また，**出力電圧は05，12といった電圧の値がそのまま数字で表され**ています．**出力電流は78または79の後にくるアルファベットにより，Lは0.1 A，Nは0.3 A，Mは0.5 A，なしが1.0 Aと区別**されています．

さらに正式な型名は78または79の前に，アルファベットおよびギリシャ文字でどのメーカ製かが識別できるようになっています(例えば松下電子工業はANなど)．しかし，IC本体の捺印は78または79から始まっていて，メーカ名はロゴ・マークで表示されているのが一般的です．

生産しているメーカの数やその生産規模から考える

〈写真1〉3端子レギュレータの外観(松下電子工業)

(a) A点の電流波形 (1 A/div，5 ms/div)

(b) B点の電流波形 (1 A/div，5 ms/div)

(c) C点の電流波形 (1 A/div，5 ms/div)

(d) D-E間の電圧波形 (2 V/div，5 ms/div)

〈写真2〉図1の回路の各部の波形

と，世の中にどれだけ多くの３端子レギュレータが出まわっているのか計り知れません．これだけ出まわっている３端子レギュレータですから，価格も秋葉原の店頭で，0.1 Aのものが30円，0.5 Aが40円，1.0 Aが70円などと買いやすくなっています．

そこでまず，この安価なICを使って電源を作ってみましょう．ここでは+5 V・1 Aの３端子レギュレータを使い，製作実験を行います．

〈表１〉３端子レギュレータの種類とパッケージ

I_o	V_o	正電圧	負電圧	パッケージ
0.1 Aタイプ	4V	78L04	79L04	
	5V	78L05	79L05	
	6V	78L06	79L06	
	7V	78L07	79L07	
	8V	78L08	79L08	
	9V	78L09	79L09	
	10V	78L10	79L10	TO92
	12V	78L12	79L12	
	15V	78L15	79L15	
	18V	78L18	79L18	
	20V	78L20	79L20	
	24V	78L24	79L24	
0.3 Aタイプ	4V	78N04	79N04	
	5V	78N05	79N05	
	6V	78N06	79N06	
	7V	78N07	79N07	
	8V	78N08	79N08	
	9V	78N09	79N09	
	10V	78N10	79N10	TO126
	12V	78N12	79N12	
	15V	78N15	79N15	
	18V	78N18	79N18	
	20V	78N20	79N20	
	24V	78N24	79N24	
0.5 Aタイプ	5V	78M05	79M05	
	6V	78M06	79M06	
	7V	78M07	79M07	
	8V	78M08	79M08	
	9V	78M09	79M09	
	10V	78M10	79M10	
	12V	78M12	79M12	
	15V	78M15	79M15	
	18V	78M18	79M18	
	20V	78M20	79M20	
	24V	78M24	79M24	TO220
1 Aタイプ	5V	7805	7905	
	6V	7806	7906	
	7V	7807	7907	
	8V	7808	7908	
	9V	7809	7909	
	10V	7810	7910	
	12V	7812	7912	
	15V	7815	7915	
	18V	7818	7918	
	20V	7820	7920	
	24V	7824	7924	

設計と製作

● トランスと整流ブリッジの容量

5 V・1 Aの定電圧電源を作るために，図１に示すような回路を組み立ててみました．部品のおのおのの定格は適正でしょうか．

出力が1 Aだから，トランスの２次容量は1 Aでよいのではないかとか，整流ブリッジも1 Aでよいのではないかという疑問があって当然です．しかし，確かに平均電流は整流ブリッジもトランス２次側も1 Aですが，いずれも平均電流では容量を決めることができないのです．

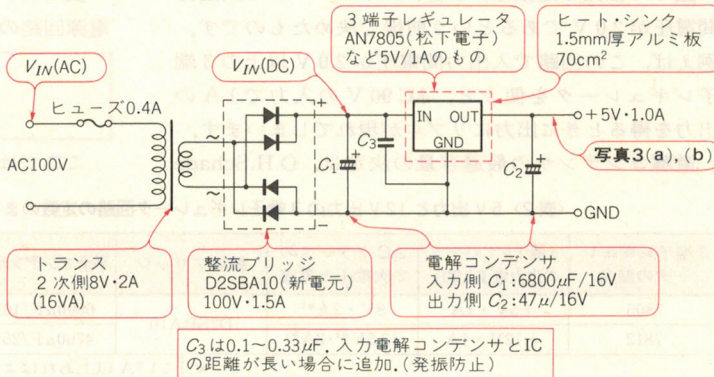
トランス，整流ブリッジ，電解コンデンサに流れる電流の波形を**写真２**(a)～(c)に示しました．トランスや整流ブリッジの容量は，電流による発熱量からの制限で決められていますから，平均電流ではなく実効電流によって決める必要があります．電源を作る場合は，常に実効電流のことを頭に入れておくようにしてください．

なお，実効電流と実効電圧の積をVA（ボルト・アンペア）の単位で表しますが，このVAは消費電力W（ワット）に対して，いつでも大きい値を示します．また，トランスの容量はVAで規定されています．

おおざっぱにいうと，トランスは２次側電流容量が平均電流の1.5～1.7倍のもの，整流ブリッジ（ダイオード）は定格電流が平均電流の1.2～1.5倍のものを選べばよいといえます．ここでトランスとダイオードでマージンが異なるのは，トランスの巻線抵抗がほぼ純抵抗であるのに対して，ダイオードは順方向ドロップ電圧と抵抗の合成になっているためです．

● リプル下限と電解コンデンサの関係

さて，電解コンデンサにも**写真２**(c)のような電流が流れています．したがって，コンデンサの等価直列

〈図１〉３端子レギュレータによる定電圧回路（5 V・1 A）

抵抗成分(Equivalent Series Resistance)による発熱が生じます．そのため，コンデンサの定格には充放電電流の実効値の最大値(最大リプル電流値)が規定されています．

しかし，3端子レギュレータのようなリニア・レギュレータでは，入力にトランスを介していることと，大容量電解コンデンサを用いることから問題になることはまずありません．それよりも，コンデンサ両端のリプル電圧の下限が，3端子レギュレータの最小入力電圧値を上まわっているかどうかが大切な問題です．

電解コンデンサ両端，D-E 間の電圧は**写真2**(d)に示したようなリプル成分をもつ波形となります．コンデンサ C_1 の容量が大きいほど，リプル電圧の下限は上がります．この下限値が3端子レギュレータの最小入力電圧より下まわると，3端子レギュレータの出力に**写真3**(a)のようなリプル電圧が現れます．

一般に3端子レギュレータの入出力間の最低必要電圧の代表値は 2.0 V ですから，5 V 出力の3端子レギュレータの場合，リプル下限値は 7.0 V 以上が必要です．

また，入力 AC 電圧の変動範囲を 90〜110 V とすると，AC 90 V のときにリプル下限電圧が 7.0 V をクリアしていることが必要です．

ところで，3端子レギュレータの入出力間の最低必要電圧は代表値(typ 値)で 2.0 V となっていますが，厳密な設計を行う場合には代表値ではなく最大値を用いる必要があります．

最大値を保証しているスペックを見ると 2.5 V または 3.0 V となっています．これらの最大値に対して設計した場合のトランスの2次電圧は当然変わってくるわけですが，標準品として販売されているトランスの2次側電圧は 6 V，8 V，10 V，12 V という値になっているものが多く，+5 V を3端子レギュレータによって得るためには，8 V 端子がよく使われています．

しかし，3端子レギュレータの入出力間電圧が 2.5 V または 3.0 V の場合には，トランス2次側も 8.5 V または 9.0 V が必要となります．

図1の回路の定数は，3端子レギュレータの入出力間電圧が 2.0 V であるという前提で決めたものです．例えば，この回路で入出力間電圧が 2.0 V 以上の3端子レギュレータを使うと，AC 90 V の入力で 1 A の出力を得るときに出力にリプルが現れてしまいます．

電解コンデンサの最適容量の決定は，O.H.Schade のグラフやコンピュータ・シミュレーションで求めるのも効果的な方法ですが，実際に最適かどうかは実験による確認が必要です．

ごく近似的に求めるのであれば第2章で紹介する(4)式と(5)式を用いるのがもっとも手っ取り早い方法といえます．

リプル下限は電解コンデンサの値とトランス2次電圧によって決まりますので，互いに関連して求めます．電解コンデンサの容量を上げても効果がない場合は，トランス2次電圧を上げるしかありませんが，2次電圧を上げたら再度電解コンデンサの値を下げ，リプル下限が 7.0 V になるように調整することが必要です．

● 3端子レギュレータとヒート・シンク

次に3端子レギュレータですが，出力 1.0 A を得るのに 1.0 A 仕様のものでよいかどうか迷う必要は，特殊な応用でない限りありません．マージンをみて，大きな出力仕様のものを使うというのは不要です．大事な点は，IC の温度が規格内に収まるようにヒート・シンクのサイズを決めることです．

ほとんどの3端子レギュレータは熱しゃ断回路をもっていますので，1.0 A 以下で使っていても，ヒート・シンクが小さいと発熱し，出力がストップすることがあります．

3端子レギュレータの発熱は，AC 入力が最大で出力電流も最大のときに最大となり，その損失は3端子レギュレータの入出力間電圧と出力電流の積となります．**図1**の回路では損失が 5〜6 W になりますので，70 cm² の 1.5 mm 厚アルミ板が必要です．

なお，ヒート・シンクのサイズについては第3章の低損失リニア・レギュレータの製作で詳しく解説しますので参照してください．

● 12 V 出力の3端子レギュレータ

今まで，5 V 出力の3端子レギュレータ 7805 について説明しましたが，**表1**に示したとおり，3端子レギュレータには多くの種類があります．そこで，アナログ回路によく用いられる +12 V・1 A の例についても実験しました．

表2に，実験で得られた 7805 と 7812 を使用した電源回路の定数をまとめておきます．

電源回路の測定法

ここでは製作した電源を実験し，定数が適している

〈表2〉5 V 出力と 12 V 出力の3端子レギュレータ回路の定数のまとめ(入出力間電圧が 2 V のとき)

3端子レギュレータの型名	3端子レギュレータの出力電流と電圧	AC トランスの2次電圧と電流	整流ブリッジ	平滑コンデンサ C_1	出力コンデンサ C_2	ヒート・シンク(アルミ板)	効率
7805	+5V・1A	8V・2A*1	D2SBA10	6800μF/16V	47μF/16V	70cm², 1.5mm 厚	33%
7812	+12V・1A	13.5V*2・2A*1		4700μF/25V		150cm², 1.5mm 厚	47%

＊1：1.7A 以上あればよい．＊2：1次側 110V，2次側 15V にしてもよい．

かどうか測定する方法を紹介します．

図1のような回路であれば，出力電圧の測定とヒート・シンクの温度を手で触れてみる(アルミ板を指で3秒間さわっていることができるときの温度が約50℃．ただしこれは参考程度)だけでよいかもしれませんが，電流が増えた場合や使用環境が厳しい条件の場合には，それなりの実験と測定ができるように準備をする必要があります．

図2に，リニア・レギュレータやチョッパ型レギュレータのように，ACトランスを使用するレギュレータの実験や測定に必要なものを示します．

ディジタル・マルチメータ(DMM)は，なるべく真の実効値を測定できるタイプがよいでしょう．

試作したリニア・レギュレータを測定するときには，次のような項目や手順で行います．

● **入力変動**〔ライン・レギュレーション，**図3**(a)〕

負荷電流を一定にした状態でAC電圧を85Vから115Vまで変化させて，出力電圧を測定します．負荷電流として，最小値(通常はゼロ)，最大値およびセットの代表的な負荷電流を選びます．測定し終わったデータをグラフにします．

● **負荷変動**〔ロード・レギュレーション，**図3**(b)〕

AC入力電圧を一定にした状態で，負荷電流を最小値から最大値の1.05倍まで変化させて，出力電圧を測定します．AC電圧として，90V，100V，110Vを選びます．測定し終わったデータはグラフにします．

● **出力リプル電圧**〔**図3**(c)〕

AC入力電圧を90Vにセットし，出力電流を最大にしたときの出力電圧の波形をオシロスコープにより観測します．ACリプルが見られる場合は，整流平滑コンデンサの容量が不足しているか，またはトランスの2次電圧が不足しています．

さらに，AC入力電圧と出力電流を変化させてみて異常発振がないかをチェックします．3端子レギュレータ内のエラー・アンプのゲインが高い場合は，リニア・レギュレータでも**写真3**(b)のような波形の発振を起こすことがあります．

オシロスコープがない場合は，DMMをAC電圧レ

放熱用シリコーン・グリース

シリコーン・グリース(Silicone grease)は，パワー・トランジスタをヒート・シンクに取り付けるときに両方の接触面にある凸凹を埋める働きをして，接触熱抵抗を大幅に低減します．

低減率は接触面のあらさや，取り付ける際のねじの締め付けぐあいにより変わりますが，シリコーン・グリースを使わないときの接触熱抵抗の値を1とすると，およそ0.6～0.7に下げることができます．

シリコーン・グリースは日本でも数社から発売されていますが，購入する場合はまず，放熱用のシリコーン・グリースであることを確認する必要があります．

また，放熱用シリコーン・グリースの中にもハーメチック・シールされたパッケージにのみ使用可能なものと，プラスチック・パッケージにも使えるものがありますので，必ずプラスチック・パッケージに使えるものを指定してください．

プラスチック・パッケージの場合，リード線とプラスチック・ボディの境目や，フレームとプラスチック・ボディの境目から，水やオイルが浸透し，トランジスタ・チップにまで達しますので，シリコーン・グリースに含まれているシリコーン・オイルもトランジスタ・チップにまで達することを考慮する必要があります．

トランジスタ・チップの表面には，浸透してくる水に対してチップを守るためにジャンクション・コーティング・レジン(JCR)が塗布されています．また，ハイブリッドICのなかにはシリコーン・ラバーで保護されているものもあります．

ところが，これらの本来チップを保護する樹脂が浸透してくるシリコーン・オイルと反応して膨潤(ぼうじゅん)(ふやけること)を起こし，インナ・リードやチップそのものにストレスを加え，最終的に破壊を起こすことがあります．膨潤を引き起こさないようにするには，半導体メーカが推奨しているシリコーン・グリースを選ぶことがもっとも安全な方法です．

例として，信越化学工業のG746(**写真A**)や東芝シリコーンのYG6260などが，プラスチック・パッケージ用シリコーン・グリースとして発売されています．

〈写真A〉シリコーン・グリースG746

ンジにしてリプルの有無をチェックすることができます．このときには，平滑コンデンサの容量不足か異常発振かをAC入力電圧を変えてみて見分けます．

● **温度上昇**〔図3(d)〕

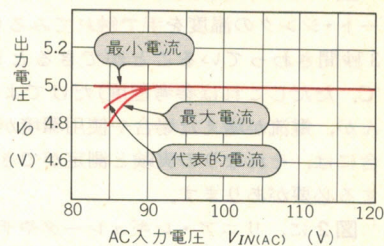
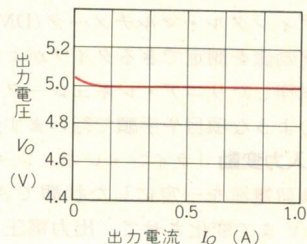
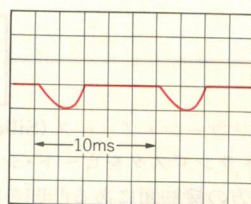
AC入力電圧を110Vにセットし，出力電流を最大にします．温度計の熱電対をICの金属フレームにはんだ付けするか，またはシリコーン・グリースを塗布して接触します．温度が飽和するまで通電を続けます．

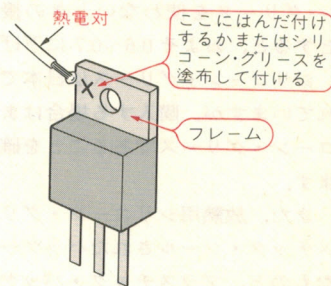
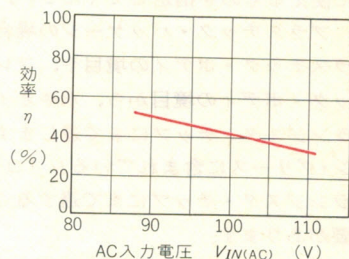
温度上昇の上限の目安は，周囲と熱平衡に達したときのICのケース温度と，測定中の周囲温度の差ΔT_cに最大周囲温度(セット内なら50～60℃くらい)を加えた値が100℃以下となるように設定します．

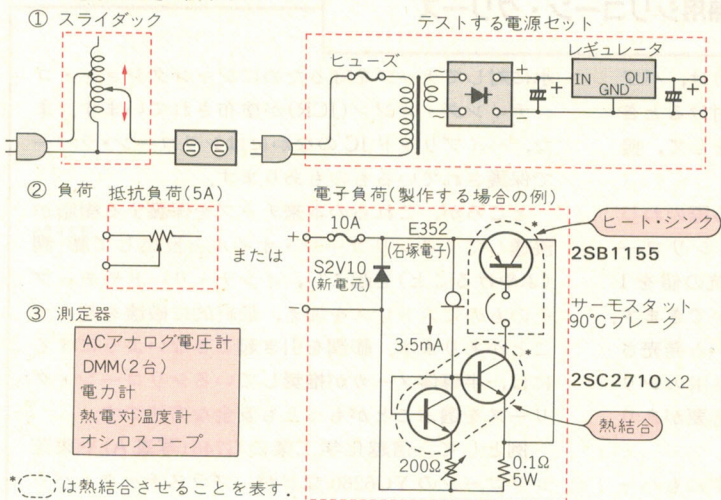
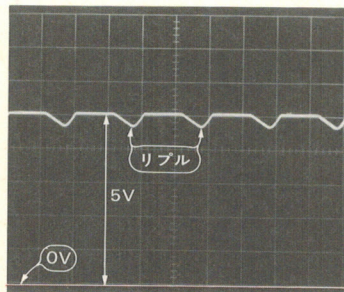
● **効率**η〔図3(e)〕

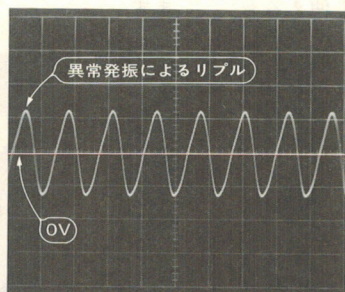
AC入力電圧を110Vにセットし，出力電流を最大にします．電力計をACトランスの前に接続して測定します．出力電力をAC入力電力で割った値が効率です．3端子レギュレータで5Vを得る電源の効率は，おおよそ30～35％の値となります．

電力計がない場合は，3端子レギュレータの入力電

〈図3〉3端子レギュレータを用いた電源回路の特性の測定

(a) 入力変動

(b) 負荷変動

コンデンサ容量またはトランス2次電圧不足による出力リプル

(c) 出力リプル波形

(d) 温度上昇の測定法

(e) 効　率

〈図2〉リニア・レギュレータやチョッパ型レギュレータのようにACトランスを使う電源の測定に使うもの

(a) ACリプル波形

(1V/div，5ms/div)

(b) 発振波形の例

(0.2mV/div，0.5μs/div)

〈写真3〉リプルのある出力の電圧波形

圧を測定します．出力電圧を入力電圧で割った値が，3端子レギュレータの効率になります．5Vの場合はおおよそ45～50％くらいの値を示します．

このようにして得たデータを評価して，改善すべきところを改善したら，再び同じ測定を行います．こうしてレギュレータの回路が定まります．

プリント基板のレイアウトを作るときには，ヒート・シンクの熱が効果的に発散するように位置に気を付けます．また，入力コンデンサはサイズが大きくなりがちなことから，ICと離さざるを得ない場合があります．その場合は，図1に示しているようにICの入力ピンとグラウンド・ピンの近くに0.1～0.33 μFのコンデンサ(C_3)を発振防止のために追加します．

2 3端子レギュレータにみるリニア・レギュレータのしくみ

3端子レギュレータの78シリーズおよび79シリーズは，レギュレーションの精度と保護機能についてはほぼ完成した状態にあるといってもよいでしょう．

内部回路を見ると，どうしてここまで複雑になるのかと最初は思いますが，内部回路の構成がおのずとリニア・レギュレータの改良の歴史を語ってくれます．図4～図6を使って回路動作を追ってみます．

内部回路の動作をみる

● ツェナ・ダイオードで作る

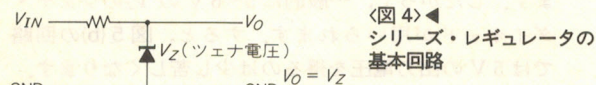
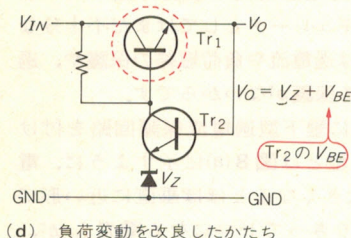
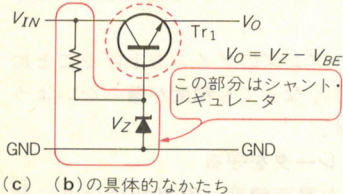
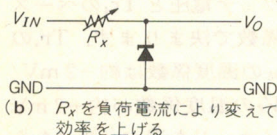
図4(a)に，もっとも簡単なツェナ・ダイオードと抵抗によるレギュレータを示します．この方式はシャント・レギュレータと呼ばれ，負荷電流が10 mA以下の回路に適しています．大きい負荷に不向きな理由は，負荷電力と同じ電力容量のツェナ・ダイオードが必要だからです．

そこでシャント・レギュレータは，電源回路内の負荷電流が小さい基準電圧発生回路やスタート回路に使われています．

図4(b)は，負荷電流が小さいときに抵抗R_xが大きくなるようにすれば，無負荷時の電力消費を抑えることができるという原理図です．その実際の回路は図4(c)となります．トランジスタTr_1は負荷電流に応じて抵抗が変化しています(Transistorの語源はTransresistorからきているといわれている)．

この例に限らず，すべてのシリーズ・レギュレータのパワー・トランジスタは，可変抵抗器と同じような働きをしているのです．

しかし，図4(c)の方式では負荷変動に対する出力

〈図4〉◀ シリーズ・レギュレータの基本回路

V_{IN} V_O V_Z(ツェナ電圧) $V_O = V_Z$ GND GND

(a) いちばん簡単なシャント・レギュレータ

V_{IN} R_x V_O GND GND

(b) R_xを負荷電流により変えて効率を上げる

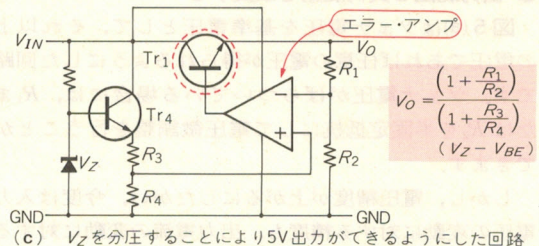
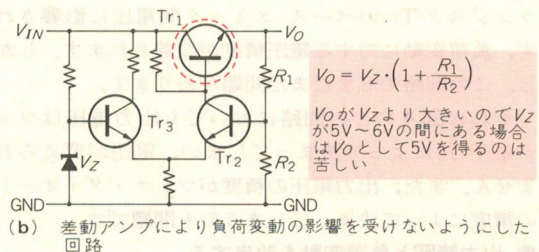
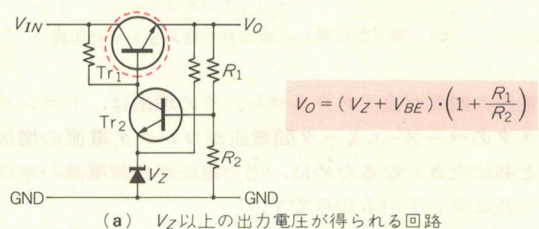
(c) (b)の具体的なかたち

(d) 負荷変動を改良したかたち

〈図5〉▶ 負荷変動が改良されたレギュレータ

(a) V_Z以上の出力電圧が得られる回路

(b) 差動アンプにより負荷変動の影響を受けないようにした回路

(c) V_Zを分圧することにより5V出力ができるようにした回路

〈図6〉過電流保護回路と熱しゃ断回路をもつレギュレータ

(a) 垂下型保護回路をつけた回路

(b) フの字型保護回路をつけた回路

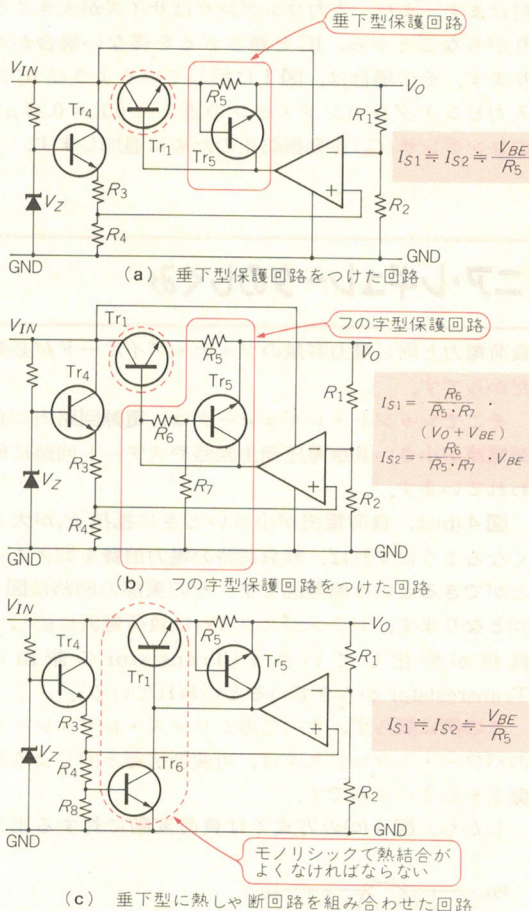
(c) 垂下型に熱しゃ断回路を組み合わせた回路

電圧の精度が良くありません．その理由は，トランジスタのベース-エミッタ間電圧がコレクタ電流の増加と共に大きくなるために，出力電圧が負荷電流の増加と共に少し下がるからです．

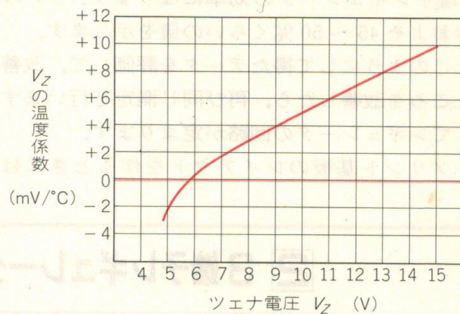
図4(d)はこの欠点を補う回路です．出力電圧はトランジスタ Tr_1 のベース-エミッタ間電圧に影響されず，負荷変動に対する電圧精度が改善されます．しかし，この回路でもまだまだ問題があります．

それは図4のどの回路においても出力電圧はツェナ電圧 V_Z によって決まってしまい，電圧が変えられません．また，出力電圧の精度がツェナ・ダイオードの精度によって決まってしまうのも問題です．

● 出力範囲と負荷変動を改良する

図5(a)はツェナ電圧を基準電圧として，それ以上の電圧であれば任意の電圧が得られるようにした回路です．ツェナ電圧がばらついている場合には，R_1 または R_2 を半固定抵抗にして電圧微調整を行うことができます．

しかし，電圧精度が上がるにしたがい，今度は入力電圧の変動に対する精度も，出力電流の変動に対する

〈図7〉ツェナ・ダイオード(1/4 W クラス)の温度特性の例

精度も必要になってきます．

ところが，図5(a)の回路ではツェナ・ダイオードに流れる電流が，入力電圧および負荷電流の変動で変化するため，基準電圧であるツェナ電圧 V_Z が変化し，これらの変動に対する出力電圧の精度が十分ではありません．

図5(b)は，基準電圧源であるツェナ・ダイオードに流れる電流を抑えると同時に，負荷変動の影響を受けないよう差動アンプを採用した回路です．この回路により変動は低減されますが，出力電圧としてはツェナ電圧より高い電圧しか取り出せません．

一方，ツェナ・ダイオードは図7の温度特性例が示すように，ツェナ電圧 V_Z が5V以下の場合は負の温度係数をもち，6V以上では正の温度係数をもっています．したがって，一般的に5～6Vの V_Z のツェナ・ダイオードが用いられます．すると，図5(b)の回路では5Vの出力電圧を得るのは少し苦しくなります．

図5(c)は基準電圧として，ツェナ電圧を分圧して使用することにより，5V出力を可能にしたものです．

基準電圧の温度係数は，ツェナ電圧と Tr_4 のベース-エミッタ電圧双方の温度係数で決まります．Tr_4 のベース-エミッタ間電圧 V_{BE} の温度係数は約−2mV/°Cですから，ツェナ電圧 V_Z の温度係数が約+2mV/°Cになるようなツェナ・ダイオードを選ぶ必要があります．

また，図のエラー・アンプのゲインを上げることにより，出力電流が大きくなっても精度が落ちないようにすることができます．

● 保護回路でレギュレータを守る

図5(c)によって出力電圧精度と温度特性は共に改善されましたが，レギュレータとしてはまだ不十分な点があります．それは過電流や負荷短絡の保護や，過熱による破壊に対する保護がないからです．

図6(a)は，図5(c)に垂下型過電流保護回路を付けたところです．垂下型とは図8(a)に示すように，電流がある値 I_{S1} より大きくなるとほぼ垂直に近い形で電圧が下がり，下がりきってゼロになる電流 I_{S2} が，

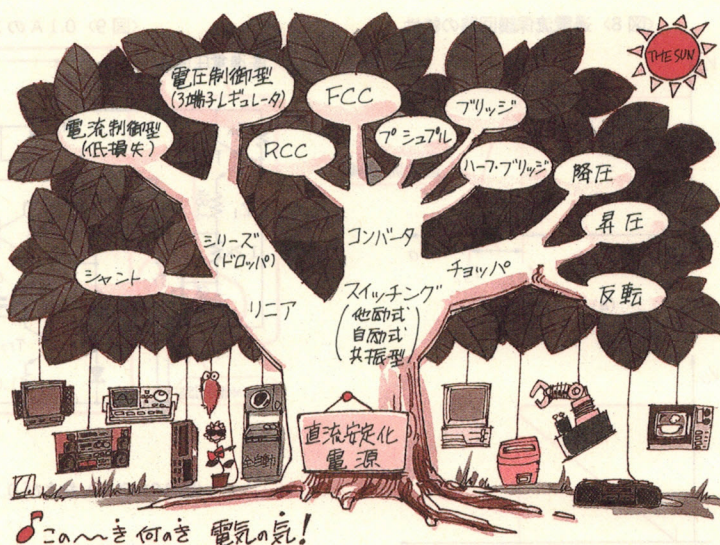
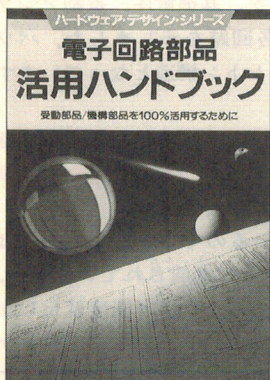
〈直流電源のいろいろ〉

I_{S1} より少し大きい位置にあるものをいいます.

図6(a)の回路の場合は, 出力電流によって R_5 両端の電圧がトランジスタ Tr_5 の V_{BE} 以上になるときから垂下が始まります. この垂下型保護により, パワー・トランジスタ Tr_1 は過電流による破壊から保護されます.

しかし, それでもほぼ一定の過電流が流れ続けた場合は, パワー・トランジスタは発熱によって破壊される場合があります.

図6(b)は垂下型とは異なるフの字型の特性をもつ過電流保護回路を付けたところです. フの字型の特性は, 図8(b)に示すように, 電流がある値 I_{S1} に達して出力電圧 V_O が下がり始めると出力電流 I_O も同時に下がり, 電圧が下がりきってゼロになるときの電流 I_{S2} が I_{S1} より小さい位置にくるものをいいます. 図6(b)の場合は, 出力電流が図の I_{S1} の値になると出力電圧と電流の両方が下がり始めます.

この I_{S1} を引き込み電流またはフォールドバック・カレント(Foldback current)と呼びます. 電圧がゼロになっても I_{S2} だけ電流が残ります. この I_{S2} を短絡電流またはショート・カレントと呼びます. このフの字型過電流保護により, パワー・トランジスタは過電流と熱破壊の両方から保護されます.

さて, 図6(b)は保護機能としては満足できる回路なのですが, 短絡状態でも熱破壊しないように I_{S2} を小さい値に選ぶため, 出力にごく小さな定電流負荷があっても電源が立ち上がらないという問題があります. これは, 図8(c)に示すように, I_{S1} と I_{S2} の間の定電流負荷が接続されると, 出力電圧の立ち上がりが途中でストップしてしまうからです. また, I_{S1} が温度に影響されることもヒート・シンクを設計する際に考えなければなりません.

〈図 8〉 過電流保護回路の特性

(a) 垂下型特性

(b) フの字型特性

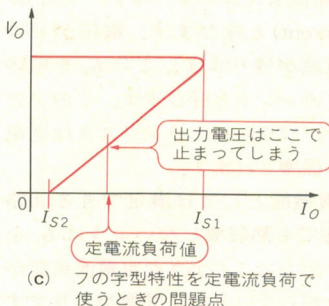
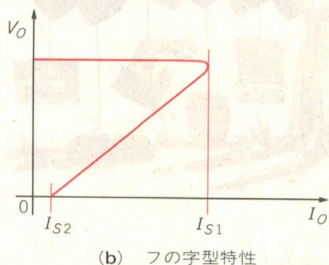
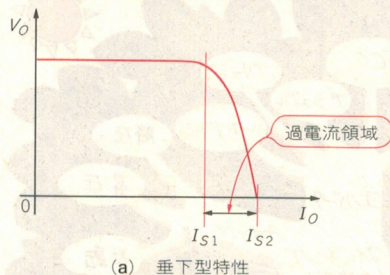
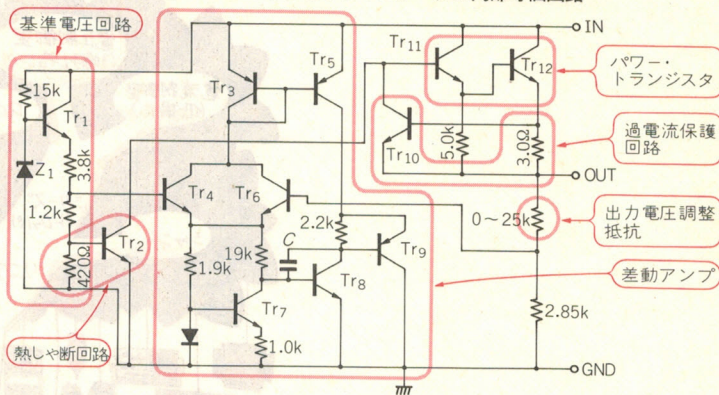
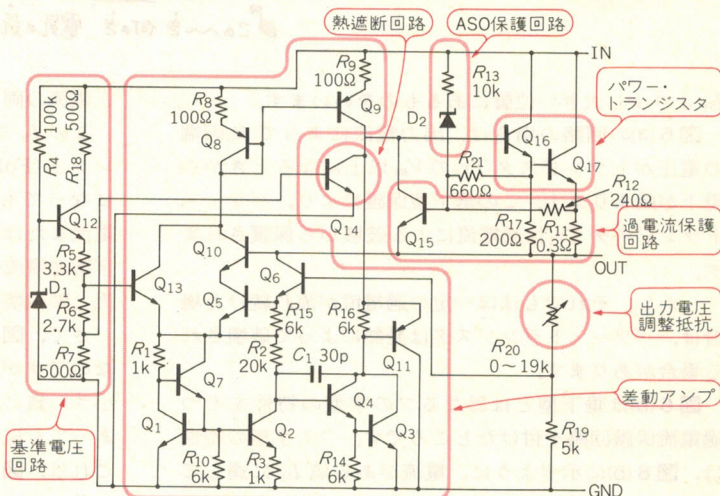
(c) フの字型特性を定電流負荷で使うときの問題点

〈図 9〉 0.1 A の 3 端子レギュレータの内部等価回路

〈図 10〉 0.5 A および 0.1 A の 3 端子レギュレータの内部等価回路

● **熱しゃ断回路を追加する**

図 6 (c)は，垂下型過電流保護回路に熱しゃ断回路を組み合わせた回路です．

こうしておけば，負荷短絡によって過熱しても，ある温度で回路がしゃ断し保護できます．R_8の両端はTr_6のV_{BE}より低い電圧に設定しますが，負荷短絡などによりパワー・トランジスタTr_1の温度が上昇したときに，V_{BE}は 1 ℃当たり約 2 mV の割合で下がるため，ある温度でTr_6は ON 状態となり出力をストップさせます．

ただし，短絡時におけるパワー・トランジスタ・チップの温度は数 ms の間に急激に上昇するため，Tr_6はパワー・トランジスタと同じシリコン・チップの中にないと効果がありません．したがって，熱しゃ断回路はモノリシック IC の場合にのみ付けられているのが現状です．

図 6 (c)はほぼ実際の 3 端子レギュレータの回路に近いといえます．

3 端子レギュレータの内部動作

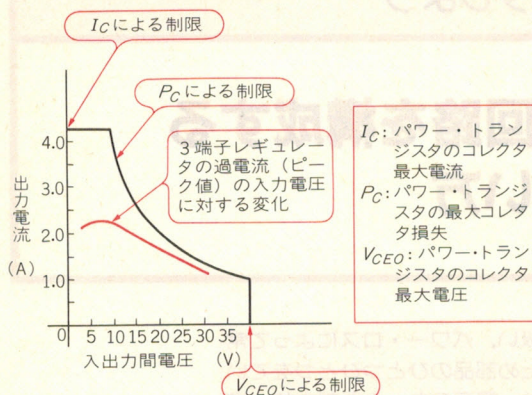
● **内部等価回路を見てみよう**

ここで，実際の 3 端子レギュレータの回路と比較してみます．図 9 は 0.1 A タイプの内部等価回路です．図中にパワー・トランジスタ，基準電圧，差動アンプ，過電流保護，熱しゃ断の各回路を示しました．パワー・トランジスタはダーリントン構造となっています．

● **ASO 保護回路とは**

図 10 は 0.5 A および 1.0 A タイプの内部等価回路です．0.1 A タイプと異なる点は ASO（エイ・エス・オー）（安全動作領域）保護回路が付いている点です．

ASO 保護がなぜ必要になるのでしょうか．それは図 6 の回路はディスクリートで構成されているため，過電流保護トランジスタTr_5はそれほど温度変化しませんが，実際の 3 端子レギュレータはモノリシック（同じシリコン・チップの中にすべての素子がある）ですから，Tr_5の温度はパワー・トランジスタTr_1とほぼ

〈図 11〉 3端子レギュレータの内部パワー・トランジスタのASOの概念図

・図はわかりやすく描いたもので実際の3端子レギュレータのASOとは異なる

〈図 12〉 3端子レギュレータの外付け保護回路

同じ変化をするからです.

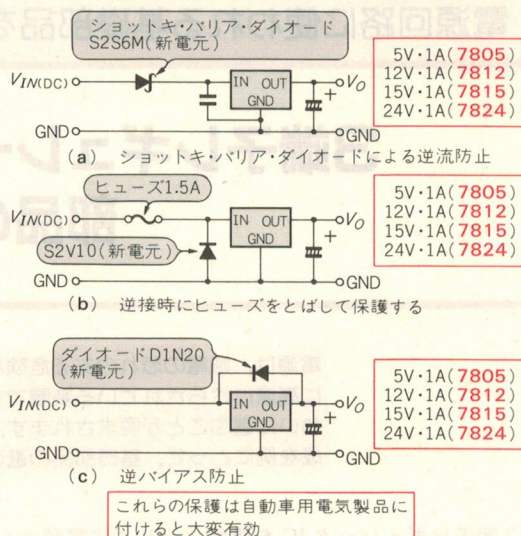
そのため, 1.0 A タイプの3端子レギュレータの場合では, 25 ℃における検出電流を 2.2 A という大きな値に設定し, 温度が最大に達しても 1.0 A が確保できるようになっています. ところが, 入力電圧が高い状態で 2.2 A もの電流が流れると, 熱しゃ断回路が働き出す前にパワー・トランジスタのジャンクション温度が急上昇し, 破壊してしまうことがあります. この破壊が3端子レギュレータの ASO 破壊です.

これを図 11 によって説明します. 内部のパワー・トランジスタの安全動作領域 ASO は, 基本的にはコレクタ損失 P_Cによって制限を受けます. また, I_CおよびV_{CEO}によっても制限を受けます. さらに図には示していませんが, 2次破壊領域(S/B)による制限も受けます.

コレクタ損失 P_Cによる制限は, $V_{CE} \times I_C =$一定の曲線の内側になります. 図では, 入出力間電圧が 5～10 V 付近で 3 A 近く流れても問題ありませんが, 20 V 以上では 2 A 流れても ASO の外側に出てしまいます.

ここで, もう一度, 図 10 の3端子レギュレータ等価回路の ASO 保護回路をみてください.

この回路は, 入力端子から抵抗 R_{13}とツェナ・ダイオード D_2を経て過電流保護トランジスタ Q_{15}のベースに接続されています. 入力電圧がツェナ電圧＋出力電圧を超えると, 過電流保護トランジスタのベース抵抗 R_{12}に少し余計な電流が流れ, より低い出力電流値で過電流保護トランジスタが働くようになります.

過電流保護が効き始めて出力電圧が下がると入出力間電圧が大きくなって, ツェナ・ダイオードを流れる電流が増加し, ますます低い過電流で過電流保護トランジスタが働くようになります. これは一種のフの字のような過電流保護特性にみえます.

しかし, 通常入力電圧では垂下型の保護特性です.

● 3端子レギュレータに外付け保護回路をつける

3端子レギュレータの現在の回路は完成に近いといいましたが, 弱点はまだまだあります. それらは,

(1) 逆接続の保護回路がないため, 入力側の(＋)と(－)を逆にして接続すると壊れる.

(2) 逆バイアス保護回路がないため, 出力端子の電圧が入力端子の電圧よりある値以上高くなると壊れてしまう(これは入力側がショートしたときに起こる).

(3) 入出力間電圧が大きい.

などなどです.

(1)と(2)は必要に応じて, 図 12(a)～(c)のようにして外付け部品で対策できます.

これらの保護回路は, 電気系統が他人の手で修理されたり改造されたりすることの多い自動車の制御回路に用いたり, あるいは装備する電気製品(カー・ステレオなど)に付けておくと, バッテリの逆接続やショートなどの事故に対して有効に働いてくれます.

(3)については新しいコンセプトによる回路に頼らざるを得ません. そのコンセプトは第3章で紹介する低損失リニア・レギュレータということになります.

電源回路に使われる基礎部品をマスタしよう

3端子レギュレータ回路を構成する部品の使い方

電源は，感電の恐れのある危険な電圧を扱い，パワー・ロスによって常に高温にさらされている装置です．そのため部品のひとつひとつをていねいに選ぶことが要求されます．ここでは，電源のもっとも基本的な構成を例にとって，基礎部品の選び方や使い方を解説します．

3端子レギュレータICを使用したリニア電源のもっとも基本的な回路例を図1に示します．回路はヒューズ，ACトランス，ブリッジ・ダイオード，電解コンデンサ，3端子レギュレータから構成されています．また，回路素子ではありませんが，3端子レギュレータに放熱板(ヒート・シンク)が付けられています．

● 3端子レギュレータによる定電圧直流電源を構成する部品

回路中の部品の働きを簡単に説明します．図2と図3も参照してください．

ヒューズは，AC入力から3端子レギュレータの入力端子までの間で起きる短絡事故に対して，ACラインに過電流が流れたり，ACトランスの巻線の温度が異常に高くなるのを防ぎます．短絡や短絡に近い状態が生じたときにはヒューズが溶断して回路を保護します．

ACトランスはACラインから絶縁された電圧を取り出し，必要な直流電圧をもっとも効率よく引き出すための交流電圧に変える働きをします．

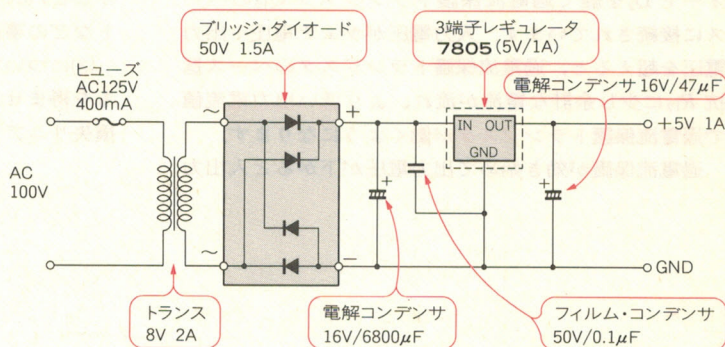
ブリッジ・ダイオードは交流を全波整流する素子です．整流とは両方向に流れる電流を一方向に整える，すなわち流れを整える意味であって交流を直流にするという意味だけではありません．例えば，直流入力に対して2本の線のうちどちらにプラスがくるかわからないような場合にもブリッジ・ダイオードを通せば，プラス出力にはかならずプラスがきます．

電解コンデンサは整流された波形を平滑する働きをします．平滑とは全波整流された脈流を平らに滑らかにするという意味です．コンデンサ容量が大きいほど波形はフラットに近づきます．電解コンデンサは，大容量でも小型で安価に作れるので平滑コンデンサに向いています．ただし，高温環境で用いると寿命が短いという弱点もあります．

3端子レギュレータは，整流平滑された直流電圧を一定電圧に定電圧制御する働きをします．ただし入力電圧が出力電圧より少し高くなければ定電圧にすることができません．3端子レギュレータには過電流保護回路と熱遮断回路が組み込まれており，出力端子と負荷の間で生じる短絡や過電流から3端子レギュレータ自身を保護しています．

3端子レギュレータの入力端子と出力端子に付けられているコンデンサは，それぞれ発振防止用と過渡応答特性改善用です．

ヒート・シンクは発熱する部品の温度と周囲温度の

〈図1〉
3端子レギュレータによる定電圧直流電源5V・1A

差を小さくするための部品です．シンクは英語ではsink(沈める，引き込む)と書きます．

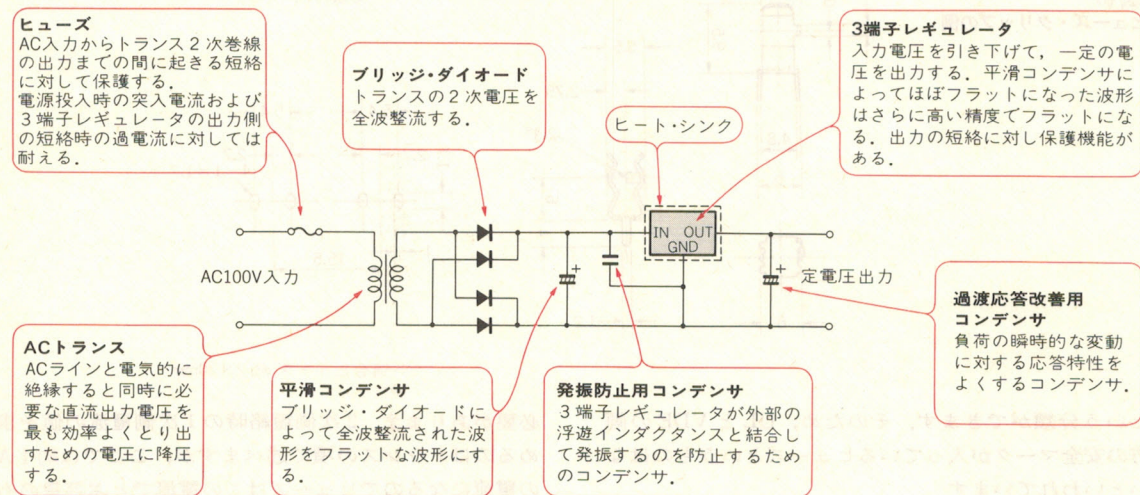
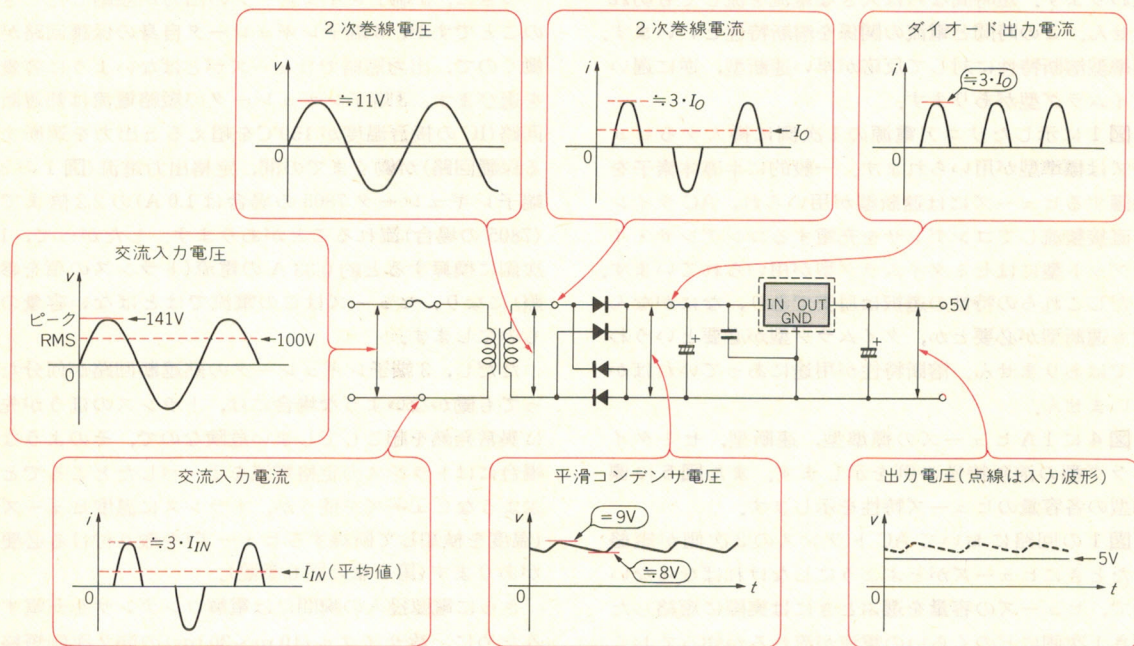
各部品の回路中での働きを簡単に説明しましたが，つぎに個々の部品の規格や使い方を解説します．

ヒューズ

ヒューズは定格電流以下で使用している場合にはいつまでも丈夫で長持ちし，定格電流以上ではなるべく切れやすいものが要求されます．また，突入電流が流れる電源用ACヒューズの場合は，繰り返し流れるサージ電流に対して劣化しないものが要求されます．

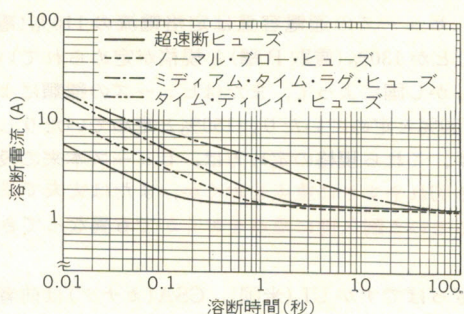
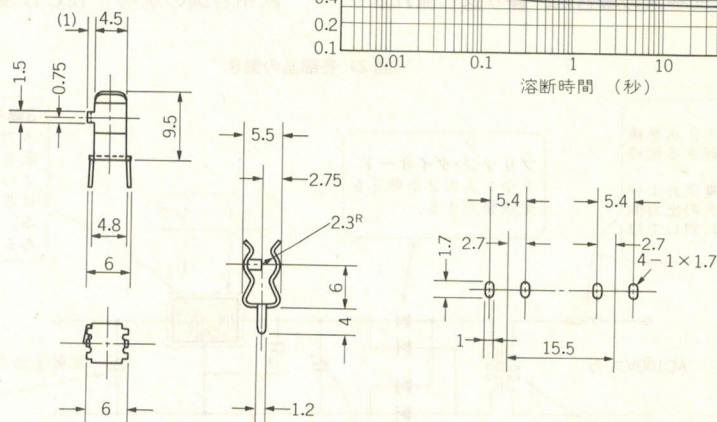
一方，ヒューズの通電容量は定格電流の110%(電取A種)とか130%(電取B種)と規格が定められています．しかし国によって，またはヒューズの種類によって，100%と定めていたり，150%と定めていたりしています．これら規格の定め方は，ヒューズ本来の役割である切れやすさに重点をおくか，または丈夫で長持ちするという耐久性に重点をおくかでも異なってきます．

おおざっぱですがUL(米国)，CSA(カナダ)は前者，欧州各国の規格とIECは後者，電取はそれらの中間

〈図2〉各部品の働き

〈図3〉電圧と電流の波形

〈図4〉 1Aヒューズの溶断特性〔S.O.C.㈱資料〕

〈図5〉 標準型ヒューズの特性〔S.O.C.㈱資料〕

〈図6〉
ヒューズ・クリップの例

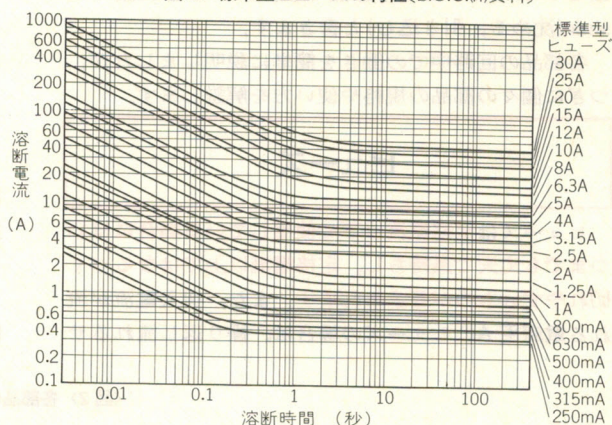
5.4
5.4
2.7
2.7
4－1×1.7
1.7
1
15.5

適合ヒューズ φ5.2×20mm

という分類ができます．そのため，ULとVDEの両方の安全マークが入っているヒューズというものはないといわれています．

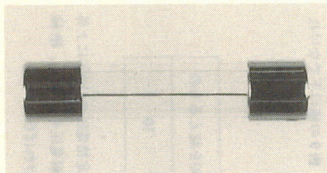
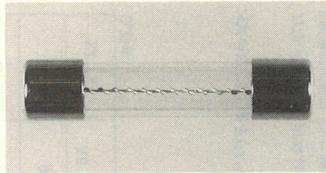
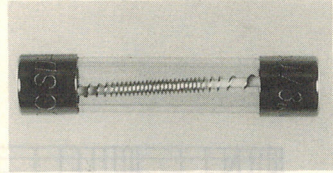
ヒューズの通電容量は電流の流れる時間によっても変わります．短時間ならば大きな電流を流しても切れません．この時間と電流の関係を溶断特性といいます．標準型溶断特性に対して反応が早い速断型，逆に遅いタイムラグ型があります．

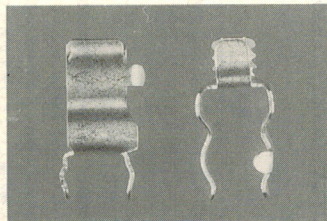
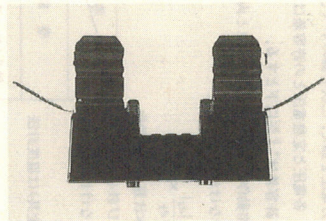
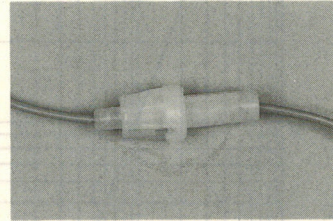
図1に示したリニア電源の1次側に挿入するヒューズは標準型が用いられます．一般的に半導体素子を保護するヒューズには速断型が用いられ，ACラインを直接整流してコンデンサを充電するコンデンサ・インプット型にはセミタイムラグ型が用いられています．ただしこれらの特性の選択は目安であり，なにがなんでも速断型が必要とか，タイムラグ型が必要というわけではありません．溶断特性が用途にあっていればかまいません．

図4に1Aヒューズの標準型，速断型，セミタイムラグ型の溶断特性の例を示します．また図5に標準型の各容量のヒューズ特性を示します．

図1の回路においてACトランスの2次側が短絡したときにヒューズがとぶようにしなければならないので，ヒューズの容量を選ぶときには実際に短絡したとき1次側にどのくらいの電流が流れるか知っておく必要があります．2次側短絡時の1次側電流の値を求めるのはトランスの項で述べますが，ここでは約1Aの電流になるのでヒューズはこの電流でとぶ容量のものが必要です．

つぎに，3端子レギュレータの出力が短絡したときのことですが，3端子レギュレータ自身の保護回路が働くので，出力短絡でヒューズがとばないように容量を選びます．3端子レギュレータの短絡電流は熱遮断回路(ICの接合温度が150°Cを超えると出力を遮断する保護回路)が働くまでの間，定格出力電流(図1の3端子レギュレータ7805の場合は1.0 A)の2.2倍まで(7805の場合)流れることがあります．したがって，1次側に換算すると約0.33 Aの電流(トランスの項を参照)になり，ヒューズはこの電流ではとばない容量のものにします．

ただし，3端子レギュレータの熱遮断回路が何分たっても働かないような場合には，トランスのほうが先に異常発熱を起こしてしまい危険なので，そのような場合にはトランスの定格電流をオーバしたところでとぶようなヒューズを使うか，トランスに温度ヒューズ(温度を検知して断線するヒューズ)を取り付ける必要があります(第9章の図6参照)．

さらに電源投入の瞬間には電解コンデンサを充電するために，数サイクル(10 m～30 ms)の間2次側短絡

(a) 標準型

(b) セミタイムラグ型

(c) タイムラグ型

〈写真 1〉 管入りタイプ・ヒューズ〔S.O.C ㈱〕

(a) ヒューズ・クリップ

(b) ヒューズ・ブロック

(c) インライン・ヒューズ・ホルダ

〈写真 2〉 ヒューズ・ホルダ〔S.O.C ㈱〕

時と同じくらいの電流が流れます．したがって，溶断特性のグラフで 30 ms での容量が 1 A 以上必要になります．

上の三つの条件をまとめると，

「電流容量は 0.33〜1.0 A で，30 ms における溶断特性が 1.0 A 以上あるもの」

ということができます．結局この条件を満足するヒューズを**図 5** のグラフから選ぶと，315〜800 mA のいずれかになりますが，ヒューズには周囲温度による温度ディレーティングや突入電流の繰り返しによる劣化を考慮したパルス・ディレーティングなどがあり，これらのディレーティングをも考慮すると，求めるヒューズは最終的に 400〜800 mA の範囲までしぼられます．

電源に用いるヒューズは**写真 1** に示したような管入りタイプが一般的で，よく使われるのは 6.35×31.8 mm と 5.2×20 mm のふたつです．これらの管入ヒューズの取り付け方には**図 6** に示した基板用のヒューズ・クリップを使う方法のほか，**写真 2** (a)〜(c)に示したヒューズ・ホルダやヒューズ・ブロック，またはインライン・ヒューズ・ホルダを使う方法などがあります．

リニア電源の AC ラインに挿入するヒューズの選び方の例を 5 V 1 A の出力条件に限定して述べましたが，その他の場合も同様の手順で求めることができます．

また，ヒューズにはそれぞれの国に安全規格(感電や火災などの発生を防止するための規格)があり，その点も選ぶ際に確認する必要があります．

AC トランス

● トランスの規格

AC トランスは 2 次側を AC ラインから絶縁するという重要な働きがあります．もし絶縁が不十分な場合，そのトランスを使用したセットの金属性のつまみやイヤホン・ジャックに手を触れると感電する恐れがあります．

IEC (International Electrotechnical Commission) の規格では，ピーク値が 42.4 V を超える電圧，または直流の 60 V 以上を危険な電圧と定義しています．

AC ラインから絶縁されている 2 次側でも電圧が AC 30 V 以上の場合は注意して扱う必要があります．例えば，オーディオ・アンプのスピーカ出力端子や送信機のアンテナ端子に手を触れる際は，メイン電源を切っておくのが安全です．

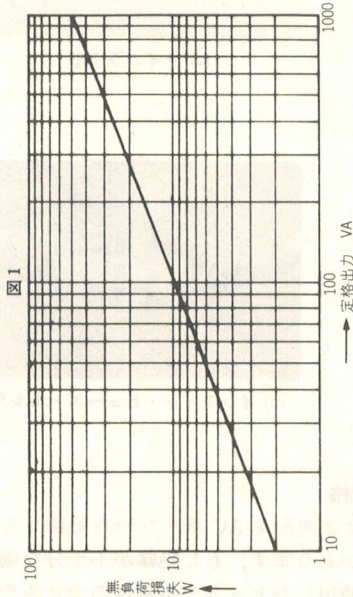
AC トランスの効率は容量によって違いますが，おおよそ 70〜90 %の間にあります．したがって，AC トランス自身の損失による発熱も大きいといえます．トランスが異常に発熱した場合には，火災などの危険を招く恐れがあります．

上に述べた絶縁と発熱はトランスを安心して使うための重要な問題ですが，それらを含めたトランスの JIS 規格を**表 1** に示します．

● 短絡時の電流

さて，トランスはコアと 1 次巻線および 2 次巻線からなっていますが，巻数は交流の周期に比例して多くする必要があるため，例えば 50 Hz の商用周波数用トランスは，スイッチング電源用のトランスとくらべると格段に多い巻数になります．この巻線の抵抗やコアの損失によって，2 次側の出力電圧は無負荷時と定格電流時とで大きな差が生じます．

図 7 に 2 次巻線の電圧 V_2 と電流 I_2 の関係のグラフ

〈表1〉トランスのJIS規格C6436(JISハンドブック1990年，日本規格協会より)

1. 適用範囲 この規格は，主として電子機器に使用する出力1kVA以下，周波数50Hz及び60Hzの鉄心入単相電源変圧器(以下，変圧器という.)について規定する.

備 考 この規格の中で｛ ｝を付けて示してある単位及び数値は，国際単位系(SI)によるものであって，参考として併記したものである.

2. 形 名 (省 略)

3. 使用温度範囲 変圧器の使用温度範囲は，次のとおりとする.

(1) −10～+40℃

(2) −10～+55℃

(3) −25～+77℃

4. 等 級 変圧器は，耐熱性の環境適用性能の違いによって，表6のX級及びY級に分類する.

5. 性 能

5.1 電気的性能

5.1.1 絶縁抵抗 負荷前において，各巻線間及び巻線と鉄心(ケース，金具)間の絶縁抵抗は，直流500V又は1000Vの絶縁抵抗計で測定し，その値が100MΩ以上なければならない.

5.1.2 耐 電 圧 各巻線間及び巻線と鉄心(ケース，金具)間に，50Hz又は60Hzの正弦波に近い交流電圧を徐々に試験電圧まで加えたとき，1分間破壊することなく耐えなければならない.

試験電圧は，原則として表7による.

表5 単位VA

記 号	定格出力の分類
A	10以下
B	10を超え 16以下
C	16を超え 25以下
D	25を超え 40以下
E	40を超え 63以下
F	63を超え 100以下
G	100を超え 160以下
H	160を超え 250以下
K	250を超え 400以下
L	400を超え 630以下
M	630を超え 1000以下

表6

等 級	X				Y				適用箇条
	記 号	周囲最高温度 ℃	温度上昇の限度 ℃	試験温度 ℃	記 号	周囲最高温度 ℃	温度上昇の限度 ℃	試験温度 ℃	
温 度	1X	40	60	110	1Y	55	50	110	3.
	2X	55	60	125	2Y	70	50	125	5.1.7
	3X	70	50	155					5.3.1

なお，静電しゃへいをしてあるものでは，シールドを鉄心(ケース，金具)に接続して試験を行う.

また，全波整流用の巻線で，中性点を接地して使用するものの最高使用電圧は，中性点から巻線端に至る電圧をいう.

表7

最高使用電圧 V	試験電圧 V
30以下	500
30を超え115以下	1000
115を超え250以下	1500
250を超えるもの	最高使用電圧×2+1000

5.1.3 層間耐電圧 二次巻線のすべてを開放し，使用時に接地する端子を鉄心(ケース，金具)に接続して，一次巻線に定格周波数(F)の2倍以上の試験周波数(f)で定格入力電圧の2倍の電圧を$120\times F/f$秒加えた場合，破壊することなく耐えなければならない.

なお，この試験時間は最高60秒間，最短15秒間とする.

5.1.4 無負荷損失 二次巻線のすべてを開放し，一次巻線に定格入力電圧を加えて，電力(W)を測定したとき，図1の値以下でなければならない.

ただし，定格出力10VA未満のものについては規定しない.

図1

5.1.5 電圧偏差 一次巻線に定格入力電圧を加え，二次巻線のすべてに無誘導負荷を接続して，定格出力電流を流したとき(以下，定格動作状態という.)，各電圧と定格電圧との許容差は，±5%以下でなければならない．ただし，定格電圧2.5V以下のものに対しては，許容差は$^{+5}_{-10}$%以下とする.

5.1.6 電圧不平衡度 5.1.5の定格動作状態で，巻線の中性点と両端子間との電圧(e_1, e_2)を測定し，次の式によって求めた電圧不平衡度δが，2%以下でなければならない.

$$\delta(\%)=\frac{|e_1|-|e_2|}{e_1+e_2}\times 100$$

5.1.7 温度上昇 5.1.5の定格動作状態で連続動作させ，温度が一定になったときの各巻線及び鉄心，又はケース，金具の温度上昇は，表8の値以下でなければならない.

ただし，巻線は抵抗法，鉄心(ケース，金具)は温度計法による.

なお，温度上昇及び周囲温度の決定方法は，それぞれJIS C6435(低周波変成器及びコイル試験方法)の5.26.2 (3)，(4)，(5)による.

表8 単位℃

等級の記号	3X 1Y，2Y	1X，2X
巻 線	50	60
鉄心(ケース・金具)	50	60

5.1.8 電圧変動率 二次巻線のすべてを開放し，一次巻線に定格入力電圧を加えて二次無負荷電圧(E_0)を測定し，次に定格動作状態で定格出力電圧(E_2)を測定し，次の式によって求めた電圧変動率εが，表9の値以下でなければならない.

$$\varepsilon(\%)=\frac{E_0-E_2}{E_2}\times 100$$

表9

定格出力 VA	3を超え10以下	10を超え20以下	20を超え60以下	60を超えるもの
電圧変動率 %	40	30	20	10

なお，定格出力3VA以下のものについては規定しない.

5.1.9 過 負 荷 規定された周囲最高温度で，5.1.5の定格動作状態のまま入力電圧を定格電圧の110%に上昇させて，6時間放置する．その後，10分以内に(そう内で試験したものはそうから取り出す.)耐電圧を試験し，絶縁抵抗を測定する．この場合，耐電圧は5.1.2の規定に適合し，また絶縁抵抗は10MΩ以上でなければならない.

また，ひび割れなどの機械的損傷，充てん物の漏えいなどの異常があってはならない.

〈図7〉 2次巻線の電流と電圧の関係

〈図8〉 トランスの等価回路

r_1: 1次巻線の抵抗　n_2: 2次巻線の巻数
r_2: 2次巻線の抵抗　V_{IN}: 入力電圧
n_1: 1次巻線の巻数　ε: 電圧変動率

〈図9〉 リプル下限

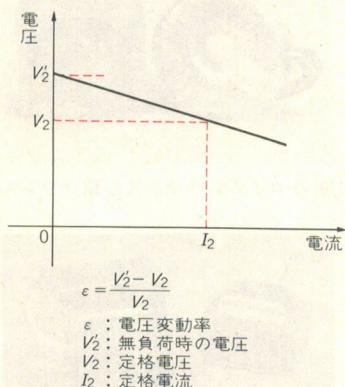
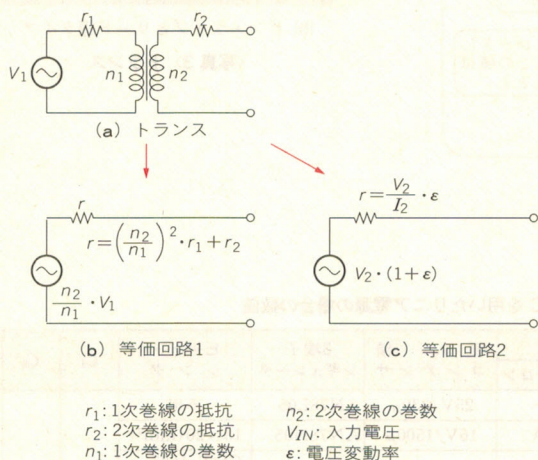
(a) 平滑コンデンサ両端の電圧　(b) リプル下限が低いと出力に現れるリプル

を示しますが，無負荷時と定格電流時との電圧の差を表すのに電圧変動率 ε を用いています．この電圧変動率は表1のJIS規格にも出ていますが，短絡電流やその他の回路定数を決める際に便利な数値です．

図8にトランスの等価回路を示します．図(b)は巻数比や巻線抵抗によって等価回路の定数を求めたもの，図(c)は電圧変動率と出力電圧電流の定格値によって求めたものです．図8(b)と(c)から巻数比 n_2/n_1 は，

$$\frac{n_2}{n_1}=\frac{V_2}{V_1}\cdot(1+\varepsilon)\quad\cdots\cdots(1)$$

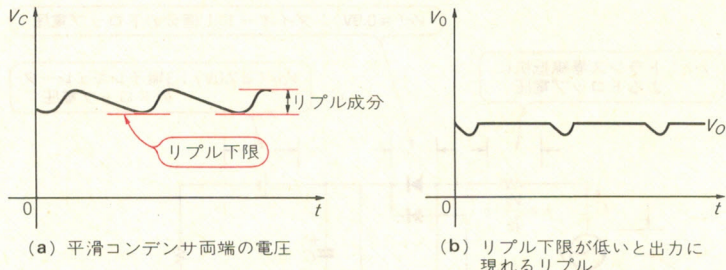
と，2次側が短絡したときの電流 I_{2S} は，

$$I_{2S}=\frac{V_2(1+\varepsilon)}{\frac{V_2}{I_2}\cdot\varepsilon}=I_2\cdot\left(\frac{1+\varepsilon}{\varepsilon}\right)\quad\cdots\cdots(2)$$

と求まります．これを1次電流 I_{1S} に換算すると，

$$I_{1S}=\frac{V_2\cdot I_2}{V_1}\cdot\frac{(1+\varepsilon)^2}{\varepsilon}\quad\cdots\cdots(3)$$

と求まります．

具体的な数値は，図1の回路の定数 ε に0.25（JISではトランスの容量が20 VA以下の場合0.3以下と規定しているが，実際はこれよりかなり小さい値）をあてはめると，2次側短絡時の1次電流 I_{1S} は，

$$I_{1S}=\frac{8\times2}{100}\times\frac{1.25^2}{0.25}=1.0\,(\mathrm{A})$$

になります．

また，3端子レギュレータの出力が短絡した場合，熱遮断が働くまでの間に2.2 Aの平均電流が流れるとすると，巻線の実効電流が約1.5倍ほどになることから，1次巻線の電流 I_1 は，

$$I_1=\frac{V_2}{V_1}\cdot(1+\varepsilon)\times\underbrace{2.2\times1.5}_{\text{2次巻線の実効電流}}$$

$$=\frac{8}{100}\times1.25\times2.2\times1.5=0.33\,(\mathrm{A})$$

と求まります．

ヒューズの項で説明したようにこれらの電流値をもとにヒューズを選びます．

● リプル下限

3端子レギュレータの入力電圧は定格出力電圧より高くなければ定電圧制御ができません．最小値としてどのくらいの電圧でなければならないかという値を示すのに，最小入出力間電圧 V_{DF} を用います．

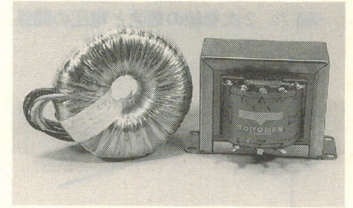
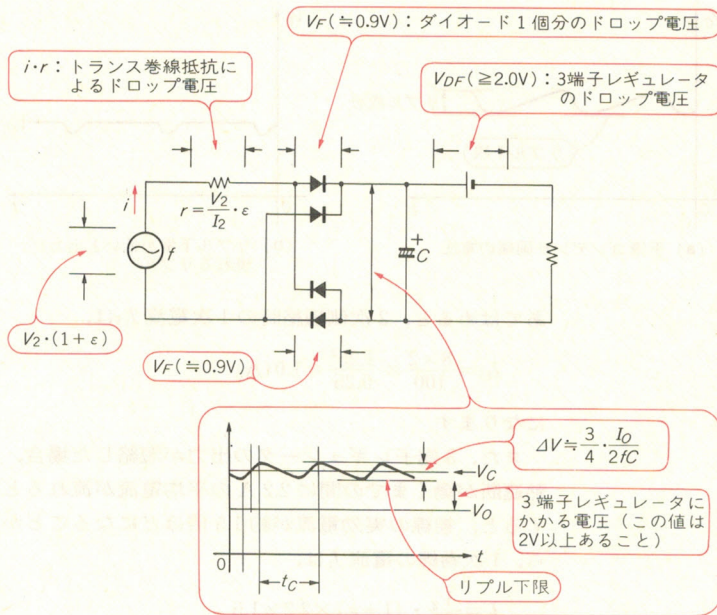
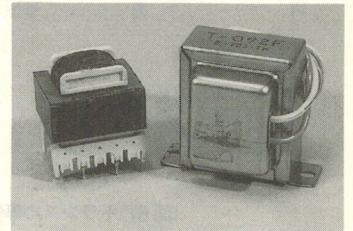
いっぽう，平滑コンデンサによってフラットになった波形も，図9(a)に示したようにリプル成分をもっています．このリプルをもった波形のもっとも低いところ，つまりリプル下限がある値以上でないと定電圧出力が得られず，図9(b)に示すようなリプルを含む出力になってしまいます．

しかし下限を高くし過ぎると，リプルがなくなったとしてもパワー・ロスが増えてしまいます．そこで，トランスの2次側電圧は，必要な直流電圧をもっとも効率よく引き出すことができる値にしなければなりません．

すなわち入力AC電圧が最小（一般に90 V）で出力電流が最大（図1の回路では1.0 A）のときに，平滑コンデンサのリプル電圧の下限が出力電圧＋3端子レギュレータの最小入出力間電圧になるようにします．

回路の各部の電圧電流波形は図3に示したとおりですが，その値について検討してみることにします．

図10ではトランスは等価電源で示しました．また，

〈図 10〉各部品による電圧ドロップ

(a) トロイダル・トランスと EI トランス

(b) ピン・タイプとリード線タイプ

〈写真 3〉トランス

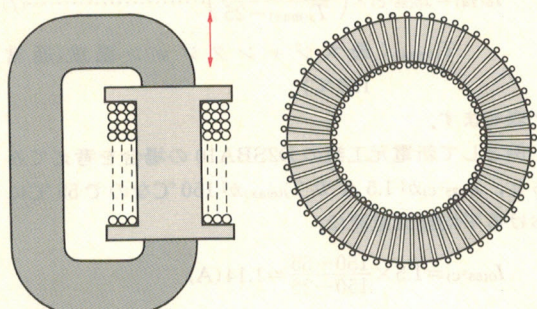
〈表 2〉5V・2A 以外の 3 端子レギュレータ IC を用いたリニア電源の場合の数値

出力		トランス2次		AC ヒューズ	ブリッジ			平滑コンデンサ	3端子レギュレータ	ヒート・シンク	C_1	C_2
					新電元	サンケン	レクトロン					
5V	50mA	8V	0.1A	32mA	S1YB10	—	—	25V/330μ	AN78L05	不用	0.1μF/50V	47μF/16V
	0.2A		0.4A	100mA	S1YB10	—	W01A	16V/1500μ	AN78N05	15×20(mm²)		
	0.5A		1.0A	200mA	S1VB10	RB151	W01A	16V/3300μ	AN78M05	GOT-1625-SPL		
	1.0A		2.0A	400mA	D2SBA10	RB151	RC202	16V/6800μ	AN7805	GOT-3030-SPL		
12V	50mA	13.5V	0.1A	50mA	S1YB10	—	—	35V/220μ	AN78L12	不用		
	0.2A		0.4A	200mA	S1YB10	—	W01A	35V/860μ	AN78N12	15×20(mm²)		
	0.5A		1.0A	400mA	S1VB10	RB151	W01A	35V/2200μ	AN78M12	GOT-2425-SPL		
	1.0A		2.0A	800mA	D2SBA10	RB151	RC202	24V/4700μ	AN7812	100×150(mm²)		
15V	50mA	16V	0.1A	63mA	S1YB10	—	—	35V/220μ	AN78L15	不用		
	0.2A		0.4A	250mA	S1YB10	—	W01A	35V/860μ	AN78N15	15×20(mm²)		
	0.5A		1.0A	500mA	S1VB10	RB151	W01A	35V/2200μ	AN78M15	GOT-2425-SPL		
	1.0A		2.0A	1A	D2SBA10	RB151	RC202	35V/4700μ	AN7812	100×240(mm²)		
24V	50mA	24V	0.1A	80mA	S1YB10	—	—	50V/150μ	AN78L24	注 1		10μF/35V
	0.2A		0.4A	320mA	S1YB10	—	W01A	50V/680μ	AN78N24	15×40(mm²)		
	0.5A		1.0A	630mA	S1VB10	RB151	W01A	50V/1500μ	AN78M24	GOT-4525-SPL		
	1.0A		2.0A	1.25A	D2SBA10	RB151	RC202	50V/2200μ	AN7824	注 2		
−5V	0.2A	8V	0.4A	100mA	S1YB10	—	W01A	16V/860μ	AN79N05	15×20(mm²)		47μF/16V
−12V	0.2A	13.5V	0.4A	200mA	S1YB10	—	W01A	35V/470μ	AN79N12	15×20(mm²)		
−15V	0.2A	16V	0.4A	250mA	S1YB10	—	W01A	35V/470μ	AN79N15	15×20(mm²)		

C_1：発振防止用，C_2：過度応答改善用

注 1：パッケージがヒート・シンクを取り付けられる形状をしていないのでグラウンド・ピンをはんだ付けする銅パターン部分を広くとるようにする．また，小さくカットしたアルミ板または銅板を接着剤で付ける方法もある．

注 2：パワー・ロスが大きいため，トランスやプリント基板を支えるシャーシそのものをヒート・シンクにするか，またはファンなどを使う工夫が必要．

〈図11〉 巻き方によるリーケージ・フラックスの違い

(a) コイルの向きがすべて統一されているため，矢印の方向のリーケージ・フラックスが強い

(b) コイルの1ターンごとに巻く角度が少しずつ異なるため，ある特定の方向に強いリーケージ・フラックスを出すことがない

〈図12〉 ブリッジ・ダイオード

①：最初の半波が流れる順序
②：次の半波が流れる順序

(a) ブリッジ・ダイオードを流れる電流

(b) ブリッジ・ダイオードの極性表示

3端子レギュレータは最小入出力間電圧で示しました．平滑コンデンサ両端の電圧のリプルの波形について調べてみると，平均値は大ざっぱですが，

$$V_C = V_2 \cdot (1+\varepsilon) \cdot \sqrt{2} - 3 \cdot I_O \cdot \frac{V_2}{I_2} \cdot \varepsilon - 2V_F \quad \cdots\cdots(4)$$

I_O：出力電流

V_F：ブリッジ・ダイオードの1素子分のドロップ電圧

と表すことができ，リプルの上下幅も大ざっぱですが，

$$\Delta V = \frac{3}{4} \cdot \frac{I_O}{2f\,C} \quad \cdots\cdots(5)$$

f：交流周波数

C：平滑コンデンサ容量

と表せます．そしてリプルの下限は $V_C - 1/2 \cdot \Delta V$ で求めることができます．

以上から AC 90 V，I_O=1 A の条件を**図1**の回路定数にしたがって求めてみます．ε として 0.25，f として 50 Hz を用いると，

$$V_C = 0.9 \times 8 \times 1.25 \times \sqrt{2} - 3 \times 1 \times \frac{8}{2} \times 0.25 - 2 \times 0.9$$

$$\fallingdotseq 7.93\,(\mathrm{V})$$

$$\Delta V = \frac{3}{4} \cdot \frac{1}{2 \times 50 \times 6800 \times 10^{-6}}$$

$$= 1.10\,(\mathrm{V})$$

と求められるので，リプル下限は約 7.4 V です．また，ε のみを 0.2 に変更するとリプル下限は約 7.5 V となります．

3端子レギュレータの最小入出力間電圧として 2 V が適用できれば，リプル下限について最初に示した条件を満足するので，トランスは 8 V 2 A の容量のもので十分といえます．

図1の構成による 5 V 2 A 以外のリニア電源のトランスの電圧電流の容量やコンデンサ容量については，**表2**にまとめてある数値を参照してください．

なお，数値は計算によって求めたものなので，実際に動作試験を行った場合の結果と多少の違いは出てくると思われます．

● **トランスの形状**

AC トランスの形状は**写真3**に示すようにプリント基板に直接差し込んで使うタイプ，シャーシやケースにビスで取り付けて使うタイプがあります．リーケージ・フラックス〔**図11**(a)〕を抑えるためにはトロイダル・コア(リング状になったコアでリング・コアともいう)に**図11**(b)のように巻くのが効果的です．

ブリッジ・ダイオード

● **ブリッジ・ダイオードの極性**

ブリッジ・ダイオードの極性は本体に＋，－，～，～の記号で表示されています．これらのうち～記号の付いたふたつの端子に交流を入力します．出力は＋，－の記号のついたふたつの端子です．

もちろん＋記号の端子は正電位です．ブリッジの中の電流の流れる方向は**図12**に示すように，～記号のふたつの端子にどのようにつながれても電流の流れは＋記号の付いた端子から－記号の付いた端子への経路をとります．**図12**にブリッジ・ダイオードの形と端子表示の例を示しましたが，形状が同じでも，メーカによって＋，－，～，～の位置が異なる場合があります．

● **ブリッジ・ダイオードのカタログ・データの見方**

リニア電源のブリッジ・ダイオードを選ぶ際には，カタログのデータの中でせん頭逆電圧 V_{RM}，平均整流電流 I_O および I_O の周囲温度によるディレーティングの三つの点に気を付ければ十分です．

せん頭逆電圧 V_{RM} はブリッジを構成する四つのダイオード・チップ1個あたりの値を示します．

また，平均整流電流 I_O は抵抗負荷で流すことのでき

る平均電流のことで，電流波形が正弦波の場合の平均電流です．この平均電流はブリッジとしての平均電流であり，個々のダイオード・チップが負担する平均電流はそれぞれ半分です．

波形のせん頭値とは波形のもっとも高い値をいいますが，実効値 100 V の正弦波のせん頭値は $100 \cdot \sqrt{2}$ V です．ブリッジのせん頭逆電圧 V_{RM} は入力電圧のせん頭値の2倍あれば十分なので，図1の回路のブリッジは，

$$V_{RM} \geqq 2\sqrt{2} \times 1.1 \times V_2 (1+\varepsilon) \cdots\cdots (6)$$

を満足するように選びます．図1の回路では $V_{RM} \geqq$ 32 V を満足するように選びます．

電流の平均値とは一定時間に流れた電荷量を時間で割った値で，実効値とは異なります．コンデンサ・インプット型の整流の場合は図3のダイオード出力電流で示したように波形が正弦波とは異なり，同じ平均電流でもダイオードの損失に違いが出ます．そこで回路の平均電流に対して，ブリッジの平均整流電流を1.25倍程度を目安に選ぶようにします．図1の回路では，1.25A を満足するようにします．

平均整流電流のカタログ値(定格)は一般に周囲温度が 25 ℃のときのものなので，周囲温度がそれより高いときは定格を下げて使う必要があります．これをディレーティング(減定格)と呼んでいますが，周囲温度 T_a における平均整流電流 $I_{O(Ta)}$ は，

$$I_{O(Ta)} = I_{O(25°C)} \times \left(\frac{T_{j(max)} - T_a}{T_{j(max)} - 25} \right) \cdots\cdots (7)$$

$T_{j(max)}$：最大ジャンクション温度(通常 150 ℃)

と表せます．

例として新電元工業の D2SBA10 の場合を考えてみると，$I_{O(25°C)}$ が 1.5 A で $T_{j(max)}$ が 150 ℃なので 55 ℃における平均整流電流は，

$$I_{O(55°C)} = 1.5 \times \frac{150-55}{150-25} = 1.14 \text{(A)}$$

と求まります．このディレーティングについては式で求めるほかに，カタログに掲載されているディレーティング・カーブ(名称は周囲温度-出力電流とか T_a-I_O とかで表されている)から求めることもできます．

図1の回路に必要なブリッジ・ダイオードの I_O は先に求めたように 1.25 A ですが，D2SBA10 の T_a＝55℃における電流が 1.14 A とわずかに下まわるので，実際に使用する場合にはリード部分をなるべく長くすることや，ブリッジのリードをはんだ付けする基板の銅面積をなるべく広くすることを心掛けます．

平滑コンデンサ

商用周波数のように低い周波数の平滑には，かなり大容量のコンデンサが必要になります．そこでほとんどの場合は小型で廉価であるアルミ電解コンデンサが

実効電流と平均電流について

家庭用交流電源の 100 V という値は実効値です．交流ですから平均値は0になってしまい，平均値では表示できません．また，この交流のせん頭値は$\sqrt{2}$倍の 141 V ですが，せん頭値で家庭の電圧を示すことはありません．

実効値で示しておくと便利なのは，例えば 100 Ω の抵抗に実効値 100 V の電圧を加えると 100 W と簡単に計算できることです．このことは電流についてもいえます．100 Ω の抵抗に実効値 1 A の電流を流すと 100 W と簡単に計算できます．

抵抗値 r(Ω)の抵抗に電流 i(A)を流したときの電力 P(W)は，

$$P = r \cdot i^2 \text{(W)}$$

で示されます．この電力は瞬時電力ですが，もし i が時間によって変化する交流電流のような場合は，一定期間 T の平均電力で表す必要があります．平均電力 $\overline{P}$ は，

$$\overline{P} = \frac{1}{T}\int_0^T r \cdot i^2 \, dt$$

$$= r\left(\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \, dt\right)$$

と表されます．この式で，

$$\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \, dt$$

の平方根を実効電流 i_{RMS} といいます．

$$i_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \, dt}$$

一方，平均電流 $\overline{i}$ は，

$$\overline{i} = \frac{1}{T}\int_0^T i \, dt$$

と表せますが，

$$\overline{P} = r \cdot (\overline{i})^2$$

と表すことはできません．

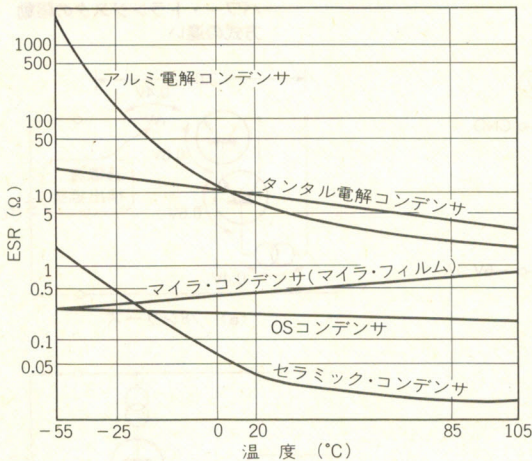
また，

$$\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2 \, dt} \text{ (実効値)} \geqq \frac{1}{T}\int_0^T i \, dt \text{ (平均値)}$$

が常に成立します．

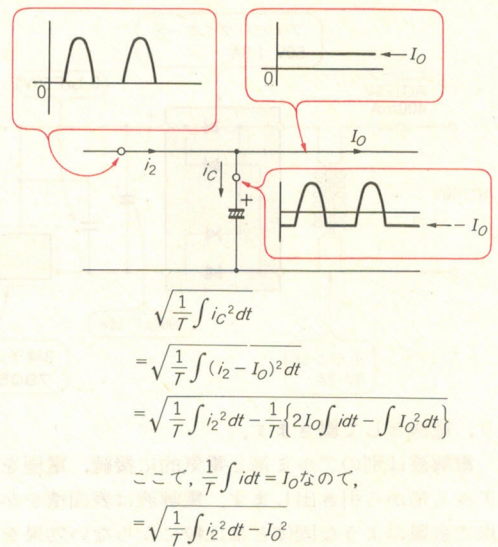
これは，

〈図 13〉 各種コンデンサの温度特性

〈図 14〉 平滑コンデンサのリプル電流

使われます．

ただ，ESR(等価直列抵抗)が大きく，しかも低温ではそれがますます大きくなるという短所と，寿命が付きものという弱点があります．これらの短所や弱点は，なるべくマージンをとって容量を決めることでカバーします．

● アルミ電解コンデンサの特性

アルミ電解コンデンサの誘電体はアルミ酸化膜(Al_2O_3)で，これは一種の半導体です．そのため，ある方向に印加された電圧に対しては高い耐圧を示すものの，逆方向では電流が流れてしまいます．

また，アルミ酸化膜そのものの誘電率は7(空気を1として)でそれほど高くはないのですが，アルミ箔の表面を化学処理してたくさんの凹凸を作ってから酸化膜を作り，表面積を箔そのものの面積の数十倍にすることで，高い容量を得ています．

そして化学処理された表面をおおう酸化膜の表面全体に電極を付ける必要があるので，電解液を電極として用います．電解液は酸化膜の凹凸の隅々までいき渡

$$\sqrt{\frac{a^2+b^2}{2}} \geqq \frac{a+b}{2}$$

という代数式の証明と同様に証明できます．

ブリッジ・ダイオードの出力電流波形を図Aに示します．上に述べたせん頭値，実効値，平均値の位置関係は図に示したとおりです．波形が変わると実効値と平均値のひらきも変わります．

ダイオードの内部抵抗によるロスは実効電流によるので，同じ平均電流でも波形が変われば変わってしまいます．

平均電流は電荷の通過量を表します．ブリッジを通った総電荷量と負荷を流れた総電荷量は，途中3端子レギュレータのグラウンドに抜けるアイドリング電流を無視すれば一致しています．なぜならば，電荷そのものは途中で消えたり蒸発することができないからです．

したがってブリッジの平均電流は出力電流そのものです．

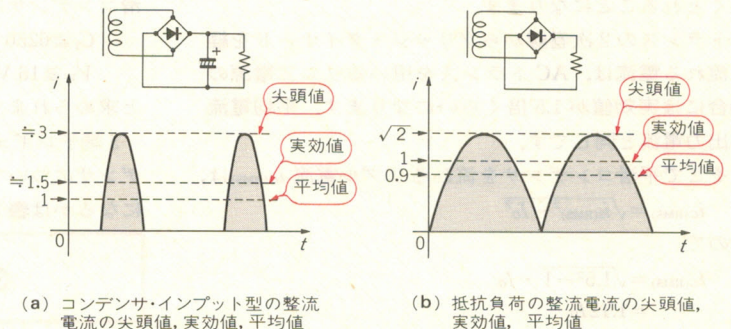
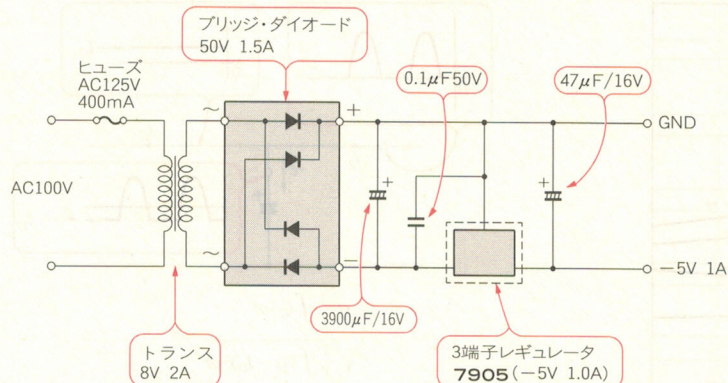
また，出力電流の実効値がブリッジを流れる電流の実効値と異なることはいうまでもありません．

〈図 A〉 ブリッジ・ダイオードの出力電流波形

(a) コンデンサ・インプット型の整流電流の尖頭値，実効値，平均値

(b) 抵抗負荷の整流電流の尖頭値，実効値，平均値

〈図 15〉負電圧出力の定電圧直流電源

〈図 16〉78 シリーズと 79 シリーズのパワー・トランジスタの駆動方式の違い

り，電極として働きます．

電解液は別のアルミ箔と電気的に接続，電極をこのアルミ箔から引き出します．電解液は表面積をかせぐ点で金属のような固体とは比較にならない効果を発揮しますが，電気抵抗の点では金属に勝てません．

そのため陰極(電解液)の電気抵抗は大きく，ESR が大きくなる原因になっています．また電解液は温度低下とともに電気抵抗が上がるので，ESR は低温領域で急に大きくなります．

電解液を酸化膜表面にいきわたらせた後で乾燥させて固体電解コンデンサにする方法がとられているものに，タンタル酸化膜を利用するタンタル電解コンデンサがあります．また，陰極に有機物半導体を用いたアルミ固体電解コンデンサ(OS コンデンサ)もあります(図 13)．

いずれもアルミ電解コンデンサとくらべて ESR や ESR の温度特性が改善されています．

● **平滑コンデンサの選び方**

図 3 に回路各部の電圧電流波形を示しましたが，平滑コンデンサを流れる電流について拡大すると図 14 のようになります．

平滑コンデンサに流れる電流の平均値は 0 ですが実効値は 0 になりません．このため平滑コンデンサの ESR による電力損失が発生します．つまり，電解コンデンサの許容リプル電流は，ESR が小さいほど大きくとれることになります．

トランスの 2 次巻線からブリッジ・ダイオードを経て流れる電流は，AC トランスを用いるリニア電源の場合には実効値が 1.5 倍くらいになります．平均電流は出力電流と同じです．

そこで平滑コンデンサを流れるリプル電流 $i_{C(RMS)}$ は，

$$i_{C(RMS)}=\sqrt{i_{2(RMS)}{}^2-I_O{}^2}$$

なので，

$$i_{C(RMS)}=\sqrt{1.5^2-1}\cdot I_O$$
$$=1.12I_O$$

と表すことができます．つまり図 1 の回路では I_O が 1 A ですから，許容リプル電流が 1.12 A 以上の平滑コンデンサが必要になります．

いっぽう平滑コンデンサは電圧波形を滑らかにしてリプルの上下幅を小さくする働きもしなければなりません．容量が大きいほどリプルの上下幅は小さくなりますが一応の目安として容量 C は，

$$C\geqq\frac{2.5\cdot I_O}{V_2\cdot f}\text{(F)}\cdots\cdots(8)$$

V_2：トランスの 2 次側定格電圧

I_O：出力電流

を満足するように選びます．

この式で容量を決めるとほとんど許容リプルも満足するようになります．

つぎに，平滑コンデンサの耐圧を決めます．耐圧 V_W は，

$$V_W\geqq1.55\,V_2(1+\varepsilon)\cdots\cdots(9)$$

を満足するようにします．

図 1 の回路において上の三つの条件を満足する平滑コンデンサは，

$C_1\geqq6250\,\mu$F

$V_W\geqq16$ V

と求められます．

3 端子レギュレータを用いるリニア電源の平滑コンデンサについて，ほかの電圧電流の条件ではどのようになるかは表 2 を参照してください．

3 端子レギュレータ

● **最小入出力間電圧**

〈図 17〉 7700 シリーズ(松下電子工業)のブロック図

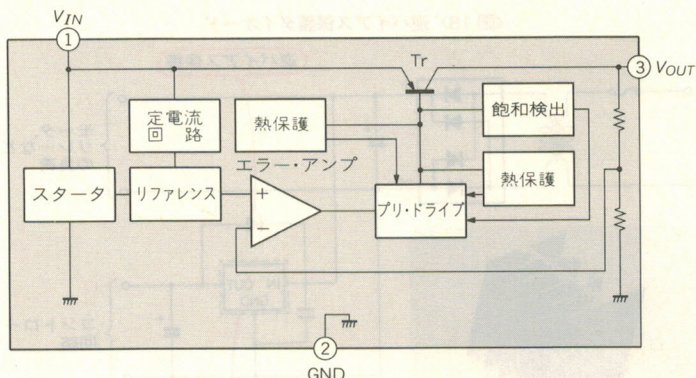



図 1 の回路は正電圧出力の 78 シリーズを応用した例ですが，負電圧出力の 79 シリーズを用いる場合は負のラインに 3 端子レギュレータが接続されます．その例を**図 15** に示します．

78 シリーズも 79 シリーズも定電圧精度や保護機能は同じレベルですが，最小入出力間電圧が異なります．それは内部のパワー・トランジスタの駆動方式の違いによるものです．

図 16 (a)と(b)にその違いを示します．図(a)に正出力，図(b)に負出力の回路を示しています．

図(a)において定電流回路，ダーリントン・トランジスタを構成するパワーおよびドライブの両トランジスタのベース-エミッタ間および過電流検出抵抗がすべて直列になっているのに対して，図(b)では定電流回路が直列に入っていないので，ダーリントン・トランジスタの飽和電圧と過電流検出抵抗の電圧だけで済むという点が異なっています．

79 シリーズの最小入出力間電圧は代表値で 1.1 V です．**図 15** ではトランスの 2 次側電圧を 8 V にしているので，平滑コンデンサの値を下げて 3900 μF にしています．

最小入出力間電圧について 78 シリーズは 2.0 V(ただし 78L シリーズは 1.7 V)，79 シリーズは 1.1 V と書きましたが，これらの値はカタログやハンドブックに記載されている代表値であって保証値ではありません．

最近は最小入出力間電圧を代表値で 0.3 V にした 7700 シリーズ(1A タイプ)が松下電子工業から発表されています．パッケージやピンの配置が同社の 78 シリーズと同じなので，置き換えが容易です．

7700 シリーズの内部ブロック図を**図 17** に示しておきます．

参考までですが，**図 1** の回路で 7805 を 7705(松下電子のタイプ・ナンバは AN7705)に置き換え，ブリッジを順方向ドロップ電圧が半分のショットキ・バリア・ダイオードによるブリッジに置き換えることで，トランスの 2 次側定格電圧を 8 V から 6.3 V に下げることができます．

当然効率は改善されますが，IC の発熱が下がることも大きなメリットです．

● 逆バイアス保護

トランスの 2 次巻線から 3 端子レギュレータを通して得る出力とレギュレータを使わないで得る出力があるような場合，例えば**図 18** に示したような回路で，3 端子レギュレータの入力側の平滑コンデンサからモータやリレーに電力を供給している場合には，3 端子レギュレータの入出力端子間に逆バイアス保護用のダイオードをつけておきます．

モータがロックしたときのように短絡に近い状態が発生したときには，3 端子レギュレータの入力側が出力側より低電位になりますが，ダイオードでクランプして 3 端子レギュレータを逆バイアスによる破壊から保護します．

3 端子レギュレータ IC については第 1 章も参照してください．

ヒート・シンク

● 3 端子レギュレータのパワー・ロス

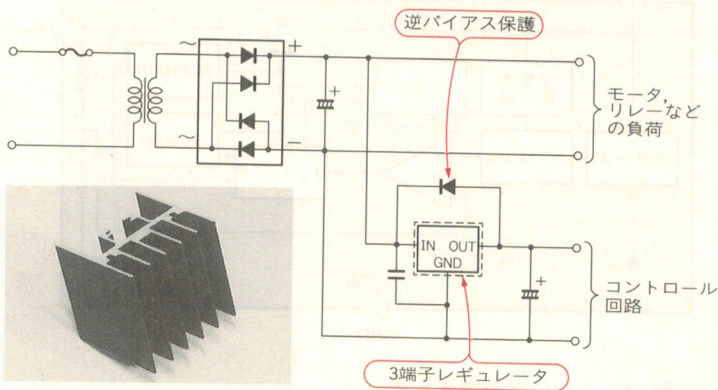
図 1 の回路では 3 端子レギュレータにヒート・シンクを付ける必要があります．

図 1 において 3 端子レギュレータのロスすなわち入出力間電圧×出力電流がもっとも大きくなるのは入力 AC 電圧と出力電流がいずれも最大になったときです．

AC の最大入力を 110 V とすると，平滑コンデンサ両端の平均電圧は(4)式を使って，

$$V_C = 1.1 \times 8 \times 1.25 \times \sqrt{2} - 3 \times 1 \times \frac{8}{2} \times 0.25 - 2 \times 0.9$$
$$= 10.8 (\mathrm{V})$$

と求まります．したがって 3 端子レギュレータのロス P_D は，

〈図 18〉 逆バイアス保護ダイオード

〈写真 4〉 ネジ無しで使えるヒート・シンク(リョーサン)

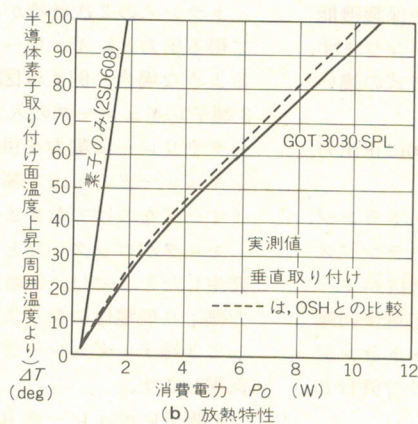
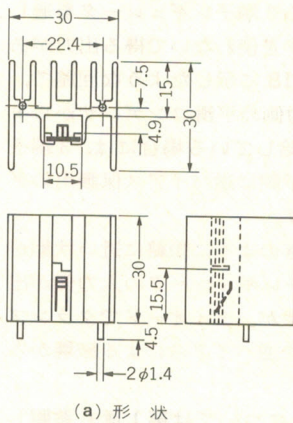
〈図 20〉 標準型ヒート・シンク〔ネジ止めタイプ，㈱リョーサン資料〕

(a) 形　状

(b) 放熱特性

〈図 19〉 標準型ヒート・シンク〔クリップ付き，㈱リョーサン資料〕

(a) 形　状　　(b) 放熱特性

$$P_D = \underbrace{(10.8-5)}_{\text{入出力間電圧}} \times \underbrace{1}_{\text{出力電流}} = 5.8\,(\mathrm{W})$$

と求まります．

● **ヒート・シンクのサイズ**

パッケージがTO220で1A出力の7805は，ジャンクションからケースまで(この場合ケースとはIC裏面の金属フレームのこと)の熱抵抗が5℃/Wです．

ヒート・シンクにはアルミ平板をカットして作る方法と，フィン付きの出来合いのものを使う方法がありますが，ここでは出来合いものの選び方を述べます．

写真4に示したヒート・シンクはリョーサンが標準品として作っているもので，TO220をネジなしで取り付けられるタイプのものです．その放熱特性は**図19**のようになります．

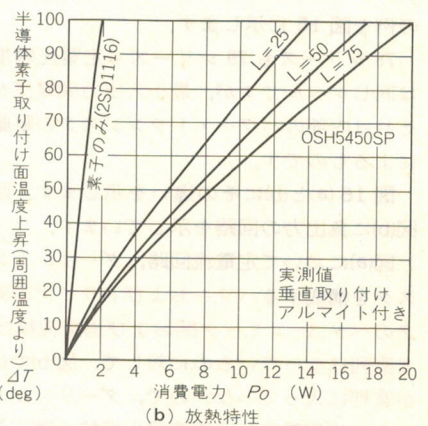
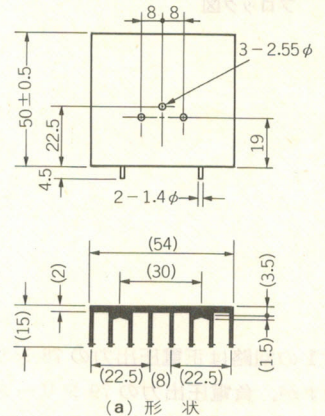



図19は5.8Wのパワーロスではケース温度の上昇が約60℃になることを示しています．つまり周囲温度(気温)が55℃の環境ではケース温度が115℃になります．

いっぽうケースとジャンクションの温度差は5.8(W)×5(℃/W)＝29(℃)なのでジャンクションの温度は115＋29＝144℃になります．

ジャンクションの温度が150℃以上になると熱しゃ断回路が働くので，**写真4**のヒート・シンクを55℃の環境で使った場合にはあまり余裕はありませんが，一応使えるレベルといえます．もう少し余裕のあるヒート・シンクとしては**図20**に示したもの(L＝50)が適当であるといえます．

第3章

5V・0.5A, 5V・3A, 9V・3A, 12V・3A

リニア電源の高効率化の方法をマスタしよう

低損失リニア・レギュレータの設計と製作

ここで製作する低損失リニア・レギュレータは，入出力間電圧差を非常に小さくできるのが特徴です．そこで，バッテリの定電圧化や，ローカル電源の安定化に使われています．ここではAC 100 V入力対応の回路の製作を行います．

低損失リニア・レギュレータは特別に小さな入出力間電圧差で動作するもので，米国，日本，欧州の半導体メーカでIC化されています．

ここではまず始めにディスクリートによる回路を紹介します．また，Appendixでそれらのいくつかを紹介します．

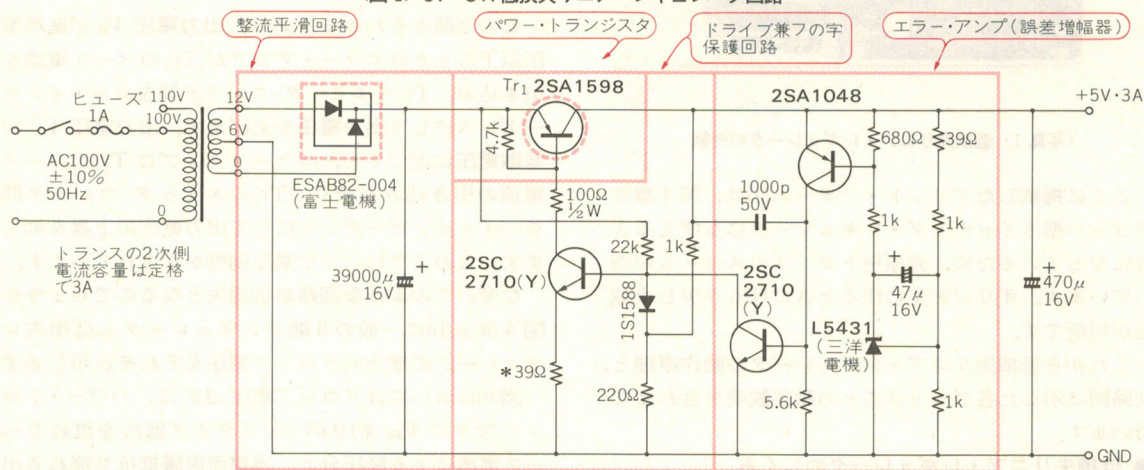
低損失リニア・レギュレータは第1章で紹介した一般の3端子(リニア)レギュレータにくらべ，入出力間電圧差が小さくてすむという利点をもっています．

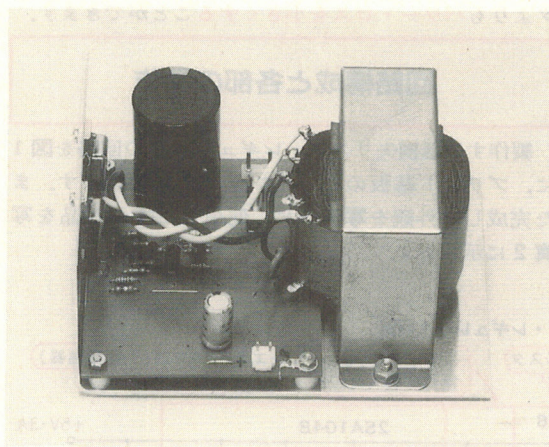
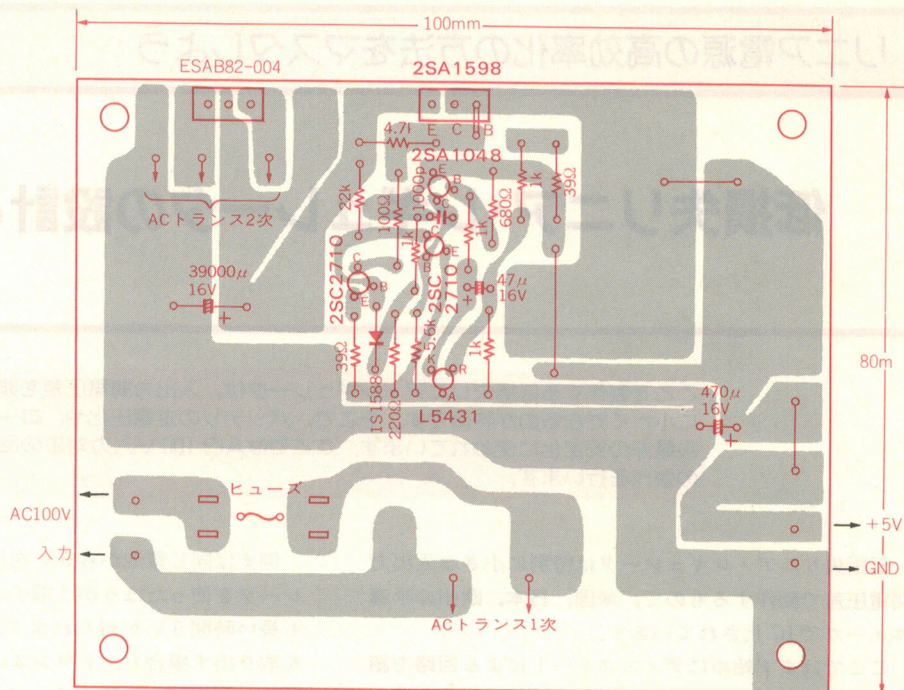
5 Vの定電圧を得るのに一般の3端子レギュレータの場合は，最低7.0～7.5 Vの入力電圧が必要なのに対し，低損失リニア・レギュレータは5.2～6.5 Vの入力電圧ですみます．

例えば同じ電池から5 Vを得る場合，低損失レギュレータを使ったほうが3端子レギュレータを使うよりも長い時間5 Vが得られます．またAC電源から5 Vを取り出す場合も，トランスの2次電圧と平滑コンデンサの値を適当に選ぶことにより，3端子レギュレータよりもパワー・ロスを小さくすることができます．

回路構成と各部の動作

製作する低損失リニア・レギュレータの回路を**図1**に，プリント基板のパターンを**図2**に示します．また完成した外観を**写真1**に，使用する主な部品を**写真2**に示します．

〈図1〉 5V・3A 低損失リニア・レギュレータ回路

・60Hzで使用するときは平滑コンデンサの値を33000μF程度にまで下げられる．
・AC入力が90Vのときに出力にリプルが現れる場合は，39Ω(＊印)を少し小さくする．この抵抗はTr1 2SA1598のh_{FE}により多少の調整が必要
・ワット数指定のない抵抗はすべて1/4W
・ヒート・シンク・サイズは2SA1598が200cm²の1.5mm厚アルミ板，ESAB82-004が50cm²の1.5mm厚アルミ板

〈図 2〉
低損失リニア・レギュレータのプリント基板のパターン図
(パターン面，原寸)

〈写真 1〉 低損失リニア・レギュレータの外観

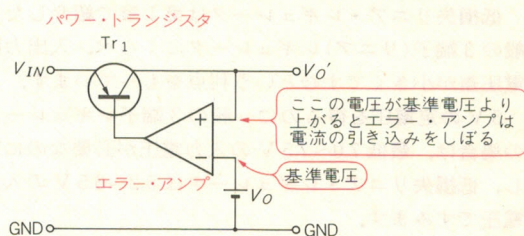
ここに掲載したプリント・パターン図は，第 4 章のチョッパ型スイッチング・レギュレータにも使えるようになっているため，発振用トランスのスペースが空いています．オリジナルに作るときにはもう少し小型化が可能です．

これから低損失リニア・レギュレータの動作原理と，回路図に示した各ブロックごとの動作説明を合わせて行います．

● 低損失リニア・レギュレータのしくみ

図 3 は低損失リニア・レギュレータの原理図です．

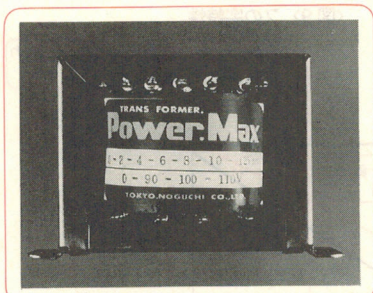
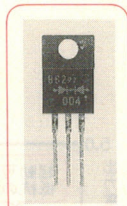
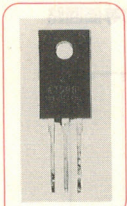
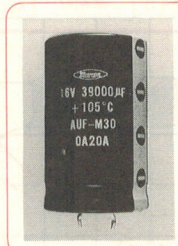
この図において，エラー・アンプの非反転入力端子が出力に，反転入力端子が基準電圧 V_Oにそれぞれ接続され，エラー・アンプの出力が PNP トランジスタ

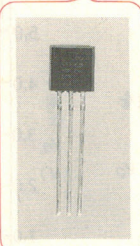
〈図 3〉 低損失リニア・レギュレータの原理

Tr_1のベースに接続されています．

この回路からわかるとおり，出力電圧 V_O'が基準電圧以下のときはエラー・アンプが Tr_1のベース電流を引き込み，Tr_1のエミッタ-コレクタ間をロー・インピーダンスにして出力電圧を上げます．出力電圧 V_O' が基準電圧に近づくと，エラー・アンプは Tr_1のベース電流の引き込みを絞り，Tr_1のエミッタ-コレクタ間をハイ・インピーダンスにして出力電圧の上昇を抑えます．このようにして定電圧制御がなされています．

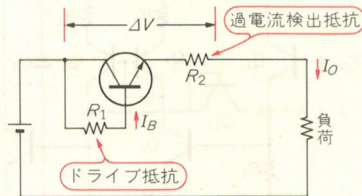
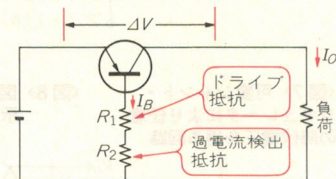
なぜ，このような回路が低損失となるのでしょうか．図 4 (a)と(b)に一般の 3 端子レギュレータと低損失レギュレータの順方向ドロップ電圧をそれぞれ示します．

図(a)においてはドロップ電圧 ΔV は，パワー・トランジスタの V_{BE}(約 0.6V) とドライブ抵抗を流れるベース電流による降圧分と，過電流保護抵抗を流れる出力電流による降圧分からなります．

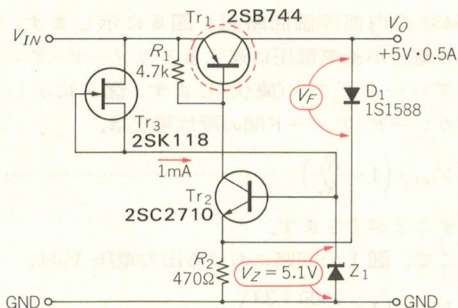
パワー・トランジスタをダーリントン構造にした場合は，さらに 0.6 V 加わり，トータルで 2.0〜2.5 V の電圧が必要です．

(a) ACトランス(12V·3A)

(b) ショットキ・バリア・ダイオード ESAB82-004(富士電機)

(c) 電解コンデンサ39000μF 16V(マルコン AUFシリーズ)

(d) パワー・トランジスタ 2SA1598(新電元)

(e) 可変シャント・レギュレータ L5431(三洋電機)

〈写真2〉図1の回路の主要部品

〈図4〉3端子レギュレータと低損失リニア・レギュレータの順方向ドロップ電圧の違い

(a) 3端子レギュレータ

(b) 低損失リニア・レギュレータ

〈図5〉簡単な低損失リニア・レギュレータ

V_{IN}, Tr_1 2SB744, V_O +5V·0.5A, R_1 4.7k, V_F, D_1 1S1588, Tr_3 2SK118, 1mA, Tr_2 2SC2710, R_2 470Ω, V_Z=5.1V, Z_1, GND, GND

一方，図(b)においては，ドライブ抵抗，過電流検出抵抗が共に直列に入らないため，またPNPトランジスタを使っているため，ドロップ電圧$\varDelta V$はパワー・トランジスタの飽和電圧$V_{CE(sat)}$だけで済みます．

飽和電圧はパワー・トランジスタの性能によって決まり，理論的には0.1〜0.2Vが得られます．ただし，パワー・トランジスタのコストも含めて考えると0.2〜1.0Vくらいが適当な値といえます．

● 簡単な低損失リニア・レギュレータ

図5に，図3の原理に基づいて作ったもっとも簡単な低損失リニア・レギュレータの回路図を示します．

この回路では，Tr_3とZ_1が基準電圧を作り，Tr_2とD_1とR_2がエラー・アンプを構成しています．出力電圧をV_O，基準電圧をV_Z，D_1の順方向ドロップ電圧をV_F，Tr_2のベース-エミッタ間電圧をV_{BE}とすると，それらは次の関係式で結ばれます．

$$V_O - V_F = V_Z - V_{BE} \quad \cdots\cdots(1)$$

すなわち，V_Oは，

$$V_O = V_Z - (V_{BE} - V_F) \fallingdotseq V_Z \quad \cdots\cdots(2)$$

となってほぼ定電圧が得られます．

この式で$V_{BE} - V_F$を無視しましたが，実際にはV_{BE}はTr_2のコレクタ電流(Tr_1のベース電流)によって変化します．出力電流が増加するとTr_1のベース電流が比例して増加し，V_{BE}が大きくなり，出力電圧が下がります．そのため，負荷の変動に対するレギュレーション(安定性)がそれほどよくありません．実用的な出力電流は図5の回路の場合0.5Aくらいでしょう．

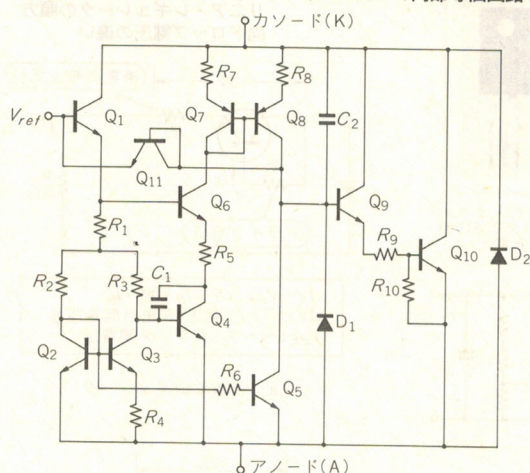
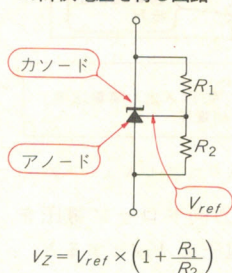
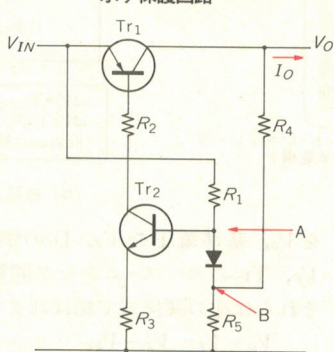
R_2に流れる電流は，

$$\frac{V_Z - V_{BE}}{R_2} \quad \cdots\cdots(3)$$

であり，定電流となるため過負荷時の出力電流は垂下し，保護特性が得られます．

また，Z_1として5.1Vのツェナ・ダイオードを使っているので，温度特性も一応満足できます．ただし，このツェナ・ダイオードに定電流を流す働きをするFETに食われる電圧を考慮すると，入力電圧として6.0V以上が必要となります．

図1の回路は図5の回路よりやや複雑になってい

〈図6〉[1] シャント・レギュレータ L5431 の内部等価回路

〈図7〉可変シャント・レギュレータにより任意の降伏電圧を得る回路

〈図8〉図1の回路のフの字特性を示す保護回路

ますが，負荷変動や過電流保護，入出力間電圧差がそれぞれ改良されています．

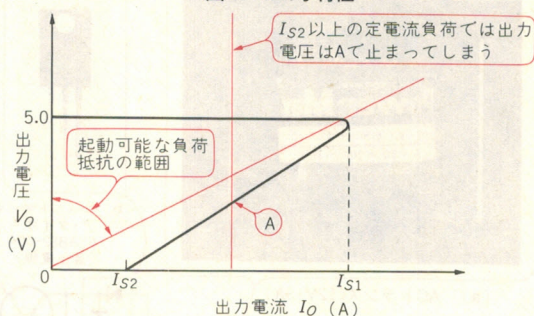
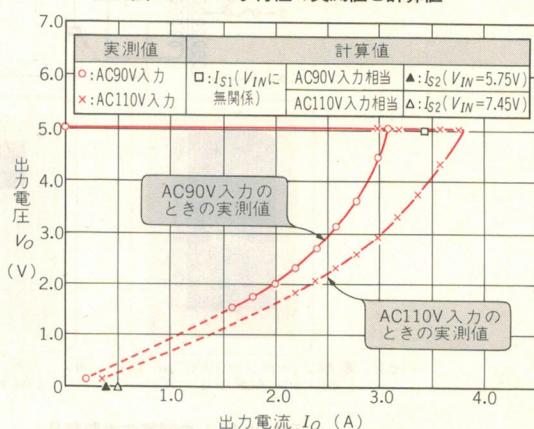
● 基準電圧源にシャント・レギュレータを使う

+5Vの低損失リニア・レギュレータの基準電圧を得るのには，ツェナ・ダイオードは不適当で，シャント・レギュレータを使用することになります．そこで，まずシャント・レギュレータについて少し説明します．

ツェナ・ダイオードを基準電圧源として使う場合は，一般に温度係数の絶対値がもっとも小さい値を示す5.0～6.0Vのものが選ばれます．これらのツェナ・ダイオードは入力電圧が7.0V以上であれば，基準電圧源として用いることが可能です．しかし，入力電圧が5.0V近くまで動作するような低損失型リニア・レギュレータの基準電圧には，これらのツェナ・ダイオードは動作上不向きです．

そこで5.0Vより低い基準電圧源として，バンド・ギャップ・リファレンスを用いた可変シャント・レギュレータを利用することにします．

可変シャント・レギュレータは，TI社のTL431をはじめ，多くのメーカから発売されています．今回は

〈図9〉フの字特性

〈図10〉フの字特性の実測値と計算値

三洋電機のL5431を使いました．

L5431の内部等価回路図を図6に示します．V_{ref}端子の電圧が基準電圧に達するとカソード-アノード間がブレークダウン(降伏)します．図7に示した回路のカソード-アノード間の降伏電圧は，

$$V_{ref}\times\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right) \quad \cdots\cdots(4)$$

と表すことができます．

そこで，図1の回路における出力電圧 V_Oは，

$$V_{ref}\times\left(1+\frac{1000+39}{1000}\right) \quad \cdots\cdots(5)$$

と表すことができます．

L5431のV_{ref}は2.24～2.55Vのばらつきをもっていますので，39Ωはこの回路の調整用として付けています．

● フの字型保護回路の特徴

図8はフの字特性を示す保護回路の部分を示したものです．フの字特性を表すのに一般にI_{S1}(引き込み電流またはフォールド・バック電流)とI_{S2}(短絡電流またはショート電流)を用います．

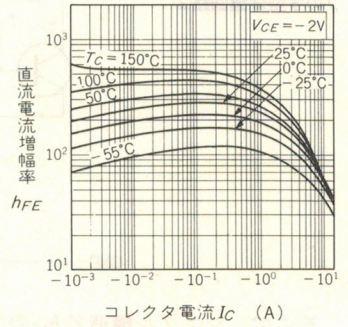
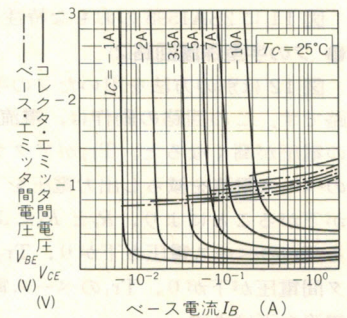
図9はフの字特性カーブの例です．このフの字型の保護回路では注意する点があります．それはレギュレータが起動する際の負荷曲線が，I_{S1}とI_{S2}を結ぶフの字特性曲線に一点でも交わると起動しないことがあ

〈図 11〉[2] 使用したパワー・トランジスタ 2SA1598 の特性

項目		記号	条件	規格値	単位
保存温度		T_{stg}		−55～+150	℃
接合部温度		T_j		150	℃
コレクタ-ベース間電圧		V_{CBO}		−60	V
コレクタ-エミッタ間電圧		V_{CEO}		−40	V
エミッタ-ベース間電圧		V_{EBO}		−7	V
コレクタ電流	DC	I_C		−7	A
	Peak	I_{CP}		−14	
ベース電流	DC	I_B		−1.5	A
	Peak	I_{BP}		−2	
トランジスタの損失		P_T	$T_C=25$℃	25	W
絶縁耐圧		V_{dis}	一括端子-ケース間 AC 1 分間印加	2	kV
締め付けトルク		TOR	推奨値：3kg・cm	5	kg・cm

(a) 絶対最大定格

項目	記号	条件	規格値	単位
コレクタ-エミッタ間電圧	$V_{CEO(sus)}$	$I_C=-0.1$A	min −40	V
コレクタしゃ断電流	I_{CBO}	定格電圧において	max −0.1	mA
	I_{CEO}		max −0.1	
エミッタしゃ断電流	I_{EBO}	定格電圧において	max −0.1	mA
直流電流増幅率	h_{FE}	$V_{CE}=-2$V, $I_C=-3.5$A	min 70	
コレクタ-エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	$I_C=3.5$A, $I_B=-0.2$A	max −0.3	V
ベース-エミッタ間飽和電圧	$V_{BE(sat)}$		max −1.2	V
熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	接合部-ケース間	max 5	℃/W
トランジション周波数	f_T	$V_{CE}=-10$V, $I_C=-0.7$A	typ 50	MHz
ターンオン時間	t_{on}	$I_C=-3.5$A	max 0.3	μs
蓄積時間	t_{stg}	$I_{B1}=-0.35$A, $I_{B2}=-0.35$A	max 1.5	
下降時間	t_f	$R_L=8\Omega$, $V_{BB2}=-4$V	max 0.5	

(b) 電気的・熱的特性（$T_C=25$°C）

(c) h_{FE}-I_C 特性

(d) 飽和特性

ることです．完全な定電流負荷の場合，負荷電流が I_{S1} 以下でも出力電圧は定格電圧まで上がらずスタート・ミスを起こします．

さて図８において，どのような回路動作でフの字カーブを描くのか説明します．

回路が起動するとき出力電圧はゼロですから，起動抵抗 R_1 を流れる電流の一部は R_5 にも流れます．そのため，この時点では Tr_2 のベースには十分な電流が流れず，出力電流も抑えられています．出力電圧が少しでも上昇すると R_4 を通って R_5 に電流が流れ込み，その分 Tr_2 のベース電流が増えます．出力電流は出力電圧の上昇と共に増えていきます．

負荷が短絡状態のときは，起動時と同様，R_4 を通って R_5 に流れる電流がないため，Tr_2 のベース電流は不十分で，出力電流は低く抑えられています．このときの出力電流が I_{S2} です．

起動後，出力電圧が定格電圧に達すると，R_4 を通って R_5 に流れる電流も十分となり，起動抵抗 R_1 を流れる電流の大部分が Tr_2 のベース電流になると考えられます．しかし，出力電流が増加して Tr_1 のコレクタ-エミッタ間飽和電圧が大きくなると，出力電圧は下がり始めます．このときの出力電流が I_{S1} です．

出力電圧が下がれば，R_4 を通って R_5 に流れる電流が減り，その分 Tr_2 のベース電流も減り，出力電流が下がります．出力電流は出力電圧の下降と共に減っていきます．

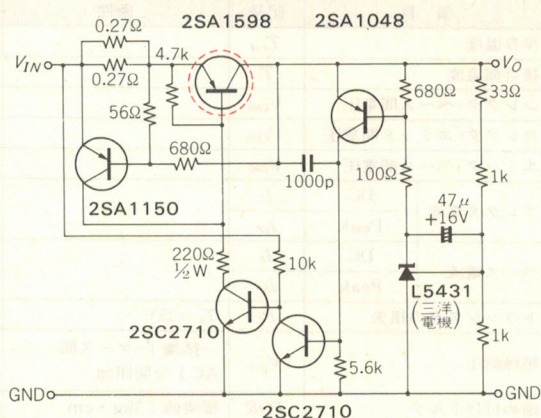
フの字特性は上に述べたような動作によって得られますが，回路定数の値と I_{S1}，I_{S2} の関係については次節の回路定数の計算の項を参照してください．

図１の回路により，実際の出力電流対出力電圧の特性を調べたところ図 10 のカーブを得ました．

Tr_1 と Tr_2 の h_{FE} はフの字特性に影響を与えますが，特にパワー・トランジスタ Tr_1 の h_{FE} は大きいほどよいといえます．その理由は I_{S1} と I_{S2} の差を大きくできるからです．

また，Tr_1 の h_{FE} が大きいとベース電流も小さな値ですみ，ドライブ損失を小さくできるというメリットもあります．しかし，ダーリントン構造にして h_{FE} を大きくしたのでは，$V_{CE(sat)}$ が大きくなって入出力間電圧差を小さくできません．

〈図 12〉
フの字型保護回路(2)

〈図 13〉 図 12 のフの字型保護回路(2)による低損失リニア・レギュレータ回路

〈図 14〉 図 13 の回路によるフの字特性の実測値と計算値

そこで，シングル構造で h_{FE} の大きいトランジスタが必要となります．使用した新電元の 2SA1598 は $V_{CE(sat)}$ が標準値で 0.2 V，h_{FE} が標準値で 150 のトランジスタで，低損失リニア・レギュレータに向いています．

図 11 に 2SA1598 のおもな特性を示します．

● フの字型保護回路(2)

図 12 は別の方法を用いたフの字特性を示す保護回路です．この回路の動作は，電流が増大して R_1 両端の電圧が高くなると，Tr_2 がアクティブとなって Tr_1 のベース電流を減らし出力電圧を下げます．出力電圧が下がることにより，R_2 と R_3 によって分圧されている Tr_2 のベース電圧も下がり，Tr_2 のコレクタ-エミッタ間電圧が下がり，Tr_1 のベース電流を減らして出力電流を下げます．

このように出力電圧の降下によって出力電流も減らすことで，フの字特性を得ています．

図 1 の回路にこの保護回路を使用した例を，図 13 に示します．

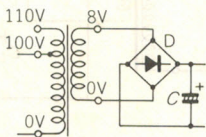
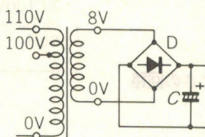
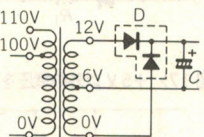
この回路の出力電流対出力電圧の特性を調べたところ，図 14 のカーブを得ました．

このフの字型保護回路では，入力電圧が高いほど，I_{S1} と I_{S2} が共に小さくなる特徴をもっています．また，Tr_1 および Tr_2 の h_{FE} に影響されないので，フの字特性を決める抵抗をいちいち Tr_1 と Tr_2 の h_{FE} にしたがって決めるという必要もありません．

一方，図 1 の回路に使用したフの字型保護回路(図 8)では，I_{S1} と I_{S2} 共に入力電圧が高いほど大きくなる特徴をもっています．また，Tr_1 および Tr_2 の h_{FE} に応じて抵抗の調整が必要となります．しかし低損失という点から見れば，図 1 の回路のほうが入出力間電圧をより小さく抑えることができるため優れています．

図 1 の回路は 3 A の出力条件で入力電圧が 5.4 V まで動作します．図 13 の回路では，同じ条件で入力電圧が 5.8 V まで動作します．

● AC トランスと整流平滑回路

低損失リニア・レギュレータを効率よく働かせるためには，トランスの 2 次電圧と整流平滑回路を注意して設計する必要があります．入力電圧が高過ぎれば低損失にならず，逆に入力電圧を低くし過ぎると，減電圧時に AC リプルが出力に出てしまいます．

トランスの 2 次電圧と整流平滑回路の設計についてはいろいろな方法が紹介されています．O. H. Schade のグラフを用いる方法もコンピュータ・シミュレーションによる方法もそれぞれ有効な手段です．

しかしながら，0.2 V くらいの電圧差をも縮めて低損失にしたいと考えた場合，最終的には実験で確認するしかありません．O. H. Schade のグラフやシミュレーションは，大まかなコンデンサの値を知るのに役立てて，決定は実験の結果にしたがって行うのがよいでしょう．

また，ごく近似的に求めるのであれば，第 2 章で紹介した(4)式と(5)式を用いるのがもっとも手っ取り早い方法といえます．その場合も実験による確認は必要です．

図 1 の回路では，順方向ドロップ電圧の小さいショットキ・バリア・ダイオード(SBD)を用いて，センタ・タップ整流を行う方式を用いています．一般のブリッジ・ダイオードにくらべショットキ・バリア・ダイ

〈表1〉
3端子レギュレータと低損失レギュレータの回路方式と性能比較

比較項目 ＼ 回路方式		一般3端子レギュレータ	低損失リニア・レギュレータ(図1)	
最小入力電圧		7.0V	5.5V	
整流平滑回路		一般整流ダイオードによるブリッジ	一般整流ダイオードによるブリッジ	ショットキ・バリア・ダイオードによるセンタ・タップ
		110V 100V 0V 8V 0V D C	110V 100V 0V 8V 0V D C	110V 100V 0V 12V 6V 0V D C
	ACトランス仕様	1次側:0-100-110V 2次側:0-6-8-10-12V(5A) R_S:0.128Ω(0-8V, 入力100Vタップ使用時) R_S:0.126Ω(0-8V, 入力110Vタップ使用時) (R_Sとは2次側からみたトランスのシリーズ抵抗成分)		1次側:0-100-110V 2次側:0-6-12V (3A) R_S:0.188Ω(0-6V, 6-12Vともに同じ)
	ダイオードD	D5SBA10(100V, 5A ブリッジ, 新電元)	D3SBA10(100V, 4A ブリッジ, 新電元)	ESAB82-004(40V, 5A センタ・タップ, 富士電機)
	コンデンサC	50000μF 16V	20000μF 16V	40000μF 16V
出力		15W(5V・3A)		
AC110V時AC入力パワー		41.6W(50VA) [V_{RMS}:110V, I_{RMS}:0.454A]	37.2W(45VA) [V_{RMS}:110V, I_{RMS}:0.409A]	31.7W(37VA) [V_{RMS}:110V, I_{RMS}:0.338A]
AC110V時効率		36.1%	40.3%	47.3%
AC110V時整流平滑後の平均電圧		9.35Vリプル:0.4V(p-p)	8.14Vリプル:1.0V(p-p)	7.45Vリプル:0.4V(p-p)

オードは高価ですが，トランスのトータルVAを減らせる分と，パワー・トランジスタのヒート・シンクのサイズを小さくできることを考えると，むしろ安上がりになるのではないかと思います．

一般のブリッジ・ダイオードを用いる場合，AC電圧が6Vでは低過ぎ，また8Vでは高過ぎてせっかくの低損失レギュレータの特徴を生かし切れません．そこで，1次側の110VタップにACを入力して，2次側の8V出力を使う方法がよいと思います．8V出力は実質7.2Vとなり，損失を抑えることができます．

入出力間電圧差として最低2.0Vを必要とする3端子レギュレータの場合は，ACトランスの2次側電圧を8～9Vの間で選びますが，6Vをセンタ・タップ整流する低損失レギュレータにくらべ，電源全体の損失が大きくなります．

そこで，ショットキ・バリア・ダイオードでセンタ・タップ整流して低損失リニア・レギュレータを使う方法と，ブリッジ整流して低損失リニア・レギュレータを使う方法と，ブリッジ整流して3端子レギュレータを使う方法の三つの方法による効率を比較してみました．その結果を**表1**に示します．

この表の効率の値が示すように，低損失リニア・レギュレータとショットキ・バリア・ダイオードのセンタ・タップ整流の組み合わせがいちばん良い結果となっています．表には載せませんでしたが，AC 100 V入力の場合の効率は52 %でした．

効率が高い理由は低損失リニア・レギュレータという回路構成と，順方向ドロップ電圧の低いショットキ・バリア・ダイオードによるものです．

ショットキ・バリア・ダイオードは順方向ドロップ電圧が小さいという点で一般のダイオードにくらべ優れていますが，高温時には逆方向漏れ電流による損失が大きくなり，その損失のためさらに発熱して漏れ電流を増すという，熱暴走の危険をもっています．したがって応用に当たっては，熱設計を十分に検討する必要があります．

● ヒート・シンク

図1の回路でヒート・シンクを必要とするのは，パワー・トランジスタ2SA1598とショットキ・バリア・ダイオードESAB82-004のふたつです．詳しい計算は次節の計算編で行います．

▶トランジスタのヒート・シンク

リニア・レギュレータの場合，トランジスタの損失は入出力電圧差と出力電流の積で求まります．入力電圧が最大となったときに，損失も最大となります．

図1の回路では，入力AC電圧範囲を100 V±10 %としていますので，AC 110 Vのときの整流平滑後の電圧を測定して求めます．ここでは測定の結果7.45 Vでしたので，トランジスタの損失は，

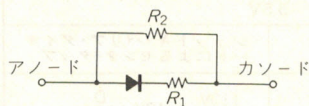
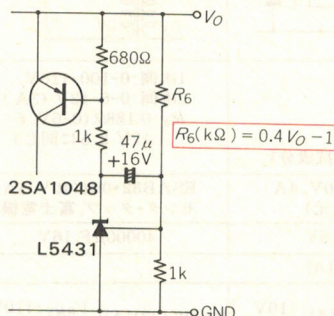
$$(7.45-5)\times 3=7.35(\mathrm{W}) \quad \cdots\cdots(6)$$

と求まります．

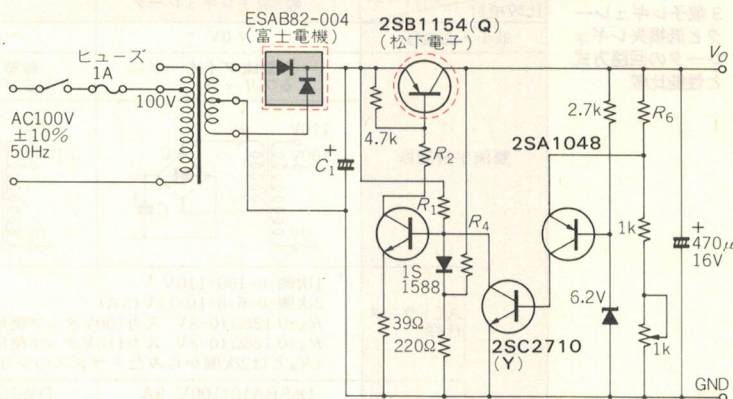
この損失からヒート・シンク・サイズを求めます．この場合，1.5 mm厚，約200 cm²のアルミ板が必要となります．

▶ショットキ・バリア・ダイオードのヒート・シンク

ショットキ・バリア・ダイオードの損失を求めるの

〈図15〉ショットキ・バリア・ダイオードの等価回路

〈図17〉+5V以外の電圧を得たいときの回路

(a) 可変シャント・レギュレータを用いた回路

(b) ツェナ・ダイオードを用いた回路

〈図16〉図1の低損失リニア・レギュレータの出力変更

部品＼出力		9V・3A	12V・3A
トランス		0-10-20V・2.5A	0-12.5-25V・2.5A
平滑コンデンサC_1		27,000μF/16V	22,000μF/25V
R_1		39kΩ	50kΩ
R_2		220Ω ½W	330Ω ½W
R_4		1.5kΩ	2kΩ
R_6		470Ω	1kΩ
ヒート・シンク	整流ダイオード	1.5mm厚アルミ板 50cm²	1.5mm厚アルミ板 50cm²
	パワー・トランジスタ	1.5mm厚アルミ板 150cm²	1.5mm厚アルミ板 250cm²
電源全体の効率 (AC110V)		53%	59%

は，トランジスタの損失を求めるより少し複雑です．それは，ショットキ・バリア・ダイオードの等価回路はおおむね図15のように表すことができ，順方向損失は電流の実効値で決まり，逆方向損失は逆方向にかかる電圧により決まるからです．

ヒート・シンクとしては1.5mm厚で約50cm²のアルミ板が必要となります．

● 出力電圧の変更について

図1の回路の出力は+5V・3Aですが，+9V・3A，+12V・3Aに変更することも可能です．図16に+9V・3Aと+12V・3Aの低損失リニア・レギュレータの回路例と定数変更を示します．

出力電圧が高いため，可変シャント・レギュレータの代わりに6.2Vのツェナ・ダイオードが使えます．また定電圧制御のループ・ゲインが下がるため，コンデンサ1000pFと抵抗5.6kΩは不要となります．

トランスについてはなるべく市販品が使えるようにしたいのですが，+12V出力用には12.5Vの特注トランスが必要になります．ただし，AC入力が95Vまでカバーできればよい場合には，12V・2.5A×2のトランスでも使えます．

パワー・トランジスタは損失が大きくなるので，パッケージのひとまわり大きい松下電子工業の2SB1154を使用します．このためパターンの手直しが必要です．

回路定数の計算

● 出力電圧の求め方

図1の回路は，出力電圧として5Vを考えて設計されています．もし，出力電圧として5V以外の電圧を得たい場合には，図17に示した回路のR_6を次の式によって決めてください．

$R_6 \fallingdotseq (0.4 \times V_o) - 1(\mathrm{k\Omega})$ ……………………………(7)

出力電圧が8V以上の場合は，図16にも具体的な回路をあげましたが，シャント・レギュレータの代わりに6.2Vのツェナ・ダイオードを用いて，図17(b)のような回路が使えます．R_6は次の式で求めます．

$R_6 \fallingdotseq (0.21 \times V_o) - 1.5(\mathrm{k\Omega})$ ……………………………(8)

出力電圧は1kΩの反固定抵抗で調整します．

● フの字特性の求め方

図8の保護回路を用いた場合のI_{S1}とI_{S2}は次のよ

うに求められます．

$$I_{S1} \fallingdotseq \frac{R_5 \cdot V_O}{R_3 \cdot (R_4 + R_5)} \times h_{FE} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (9)$$

$$I_{S2} = \frac{(V_{IN} - V_{BE}) \cdot h_{FE} \cdot h_{FE}'}{R_1 + R_3 \cdot \left(1 + \frac{R_4 + R_5}{R_4 \cdot R_5} \cdot R_1\right) \cdot h_{FE}}$$

$$\fallingdotseq \frac{R_4 \cdot R_5 \cdot (V_{IN} - V_{BE})}{R_1 \cdot R_3 \cdot (R_4 + R_5)} \cdot h_{FE} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (10)$$

ここで，h_{FE}，h_{FE}'はそれぞれ Tr_1と Tr_2の直流増幅率です．

欲しい I_{S1}と I_{S2}の値を得るためには，何回か繰り返し計算しないと良い値が定まりませんが，計算で得た値は意外と実測値に近いものになります．

図 12 の保護回路を用いた場合の I_{S1}と I_{S2}は，次のように求められます．

$$I_{S1} = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3} \cdot \left\{\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{BE} + V_O - V_{IN}\right\} \cdots (11)$$

$$I_{S2} = \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3} \cdot \left\{\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{BE} - V_{IN}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots (12)$$

この式も前の保護回路の場合と同様，繰り返し計算してみないといい値が定まりません．入力電圧がある値をオーバすると回路が動作しないという特性は，何か別な用途に使えるかもしれません．

● ヒート・シンクのサイズ

(1) トランジスタのヒート・シンク

トランジスタの最大損失を求める場合，厳密にいえば入出力電圧差と最大出力電流の積ではなく，ハーフ・ショート(過電流状態でのショート)しているとき

トランジスタの接合部温度の測定法

ヒート・シンクのサイズの決定は計算だけに頼っていますので，なんらかの方法で動作中のトランジスタのジャンクション温度 T_jの値を，おおよそでも直接測定により知りたいところです．それには次のふた通りの方法があります．

▶V_{BE}の測定による方法

パワー・トランジスタのコレクタをオープンのまま，ダイオードの V_Fを測定できるディジタル・マルチメータでエミッタ-ベース間の電圧 V_{EB}を測定します．

まず始めに室温での V_{EB}を測定し，次に沸湯水の中に温度計と共に入れて十分に時間が経過したのち V_{EB}を測定します．これらの測定で得られたデータで図Aのように T_j対 V_{EB}のグラフを作成します．

次に図 1 の回路を例にとると，まず電源を室温中で定格出力いっぱいのAC 110 V，I_O＝3 Aの条件で動作させます．そして十分に時間が経過したのちに V_{EB}を測定するわけですが，その際回路をいったん止めなければなりません．そこで図 B のようにあらかじめディジタル・マルチメータとスイッチを接続しておきます．

このディジタル・マルチメータは図 A のグラフを作るときに使ったものと同じでなければなりません．このようにしてスイッチを OFF にした直後の V_{EB}を測定します．この V_{EB}を図 A のグラフに当てはめて T_jを得ることができます．

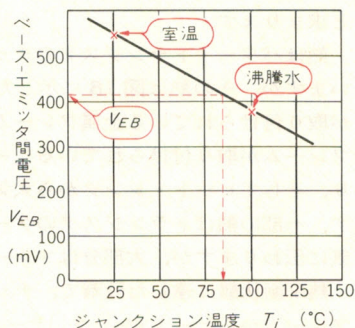
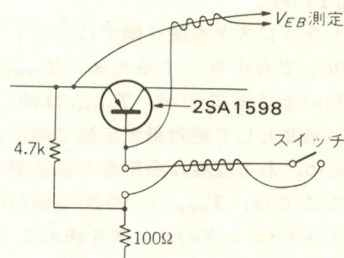
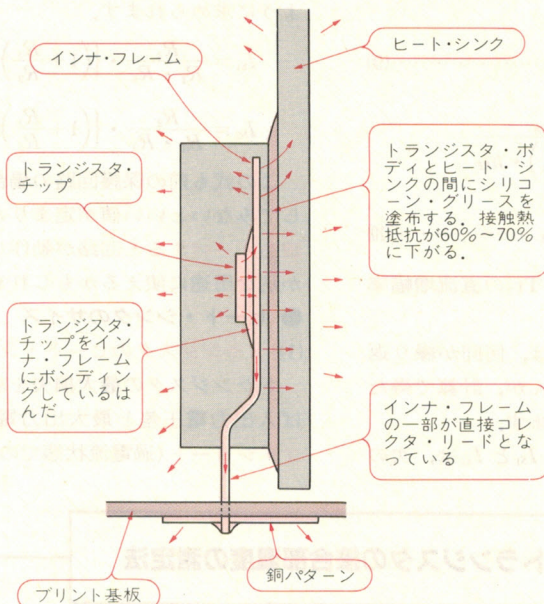
かりに室温 25°Cのときに T_jが 80°Cであるすると，周囲温度が 55°Cのときの T_jは 110°Cと考えることができます．

▶フレームの温度測定による方法

パワー・トランジスタのフレームに熱電対を直接はんだ付けして測温します．ただし 2SA1598 のような絶縁型でフレームが外に出ていないタイプは，コレクタのリード・ピンの根元にはんだ付けをします．ジャンクションとコレクタ・リードの間の熱抵抗はカタログに記載されていませんので，メーカに問い合わせてください．コレクタ・リードの温度を T_c，ジャンクション-コレクタ・リード間の熱抵抗を $R_{th(j-c)}$ とすれば T_j は，

$$T_j = T_c + R_{th(j-c)} \times P_D$$

として求まります．

〈図 A〉
T_j対 V_{EB}の例

〈図 B〉
V_{EB}の変化からΔT_jの概略値を測定するための接続図

〈図 18〉
トランジスタの内部と熱の拡散

▶トランジスタ・チップ内で発生した熱は，大部分はインナ・フレームに伝わる．絶縁タイプのトランジスタはインナ・フレームがプラスチックで覆われているため，熱はインナ・フレームからこのプラスチック層を通り，ヒート・シンクへと伝わっていく．チップ内で発生した熱の一部はプラスチック・ボディ表面より直接大気に伝わり，また別の一部はインナ・フレームの延長となっているコレクタ・リード・ピンよりプリント基板の銅パターンに伝わっていく．
▶コレクタ・リード・ピンからの熱拡散は効果があるので，プリント基板のコレクタ部のパターン面積は大きいほどよい．この図は絶縁タイプのトランジスタを例にとっている．非絶縁タイプのトランジスタを使ってヒート・シンクから絶縁するためには，トランジスタとヒート・シンクの間に絶縁材(マイカ板またはシリコーン・ラバーのシート)を挿入する．その際マイカ板の場合は両面にシリコーン・グリースを塗布する．シリコーン・ラバーのシートを用いる場合は，シリコーン・グリースは不要．作業性はシリコーン・ラバーのシートを用いるほうが高いが，熱抵抗はマイカ板にくらべて大きい．

の入出力電圧差と出力電流の積になるはずです．

しかし，ここでは入出力電圧差と最大出力電流の積として計算することにします．ハーフ・ショートが起こり得る場合は，別の熱しゃ断回路を付けるくふうをしてみてください．

トランジスタのチップにおいて P_D(W)の損失があって，その損失による温度上昇から$\varDelta T_j$となる場合，チップから空気中への熱抵抗 $R_{th(j-a)}$ は，

$$R_{th(j-a)}=\frac{\varDelta T_j}{P_D} \quad \cdots\cdots(13)$$

と表すことができます．

$\varDelta T_j$は周囲温度と半導体チップ内の接合部(ジャンクション)温度の差ですから，式は，

$$R_{th(j-a)}=\frac{T_j-T_a}{P_D} \quad \cdots\cdots(14)$$

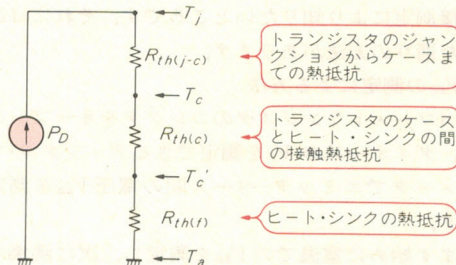
と表すこともできます．ここで，T_jはジャンクション温度，T_aは周囲の大気温度です．

T_jはトランジスタ・メーカが定めている最大定格を超えることがあってはなりません．

2SA1598 は $T_{j(max)}$ が 150°Cと規定されています[図 11(a)]．

トランジスタを使う側ではヒート・シンクのサイズを少しでも小さくするため，$T_{j(max)}$ ぎりぎりまで使いたいところですが，$T_{j(max)}$ は決して超えてはならない温度として絶対最大定格で規定されている値であるため，ある程度は余裕をみる必要があります．

ここでは，$T_{j(max)}$ の 90 %の値(135°C)を上限としてヒート・シンクのサイズを決めることにします(スイッチング・レギュレータの場合は T_j=110°Cを上限とする．第5章参照)．

〈図 19〉 **熱平衡に達したときの熱の発生源**
(トランジスタの損失 P_D)**と熱抵抗** R_{th}

一方，T_aは大気の温度ですが，セット内の大気の温度は室温よりかなり高くなります．一般に50～60 °Cが適用されていますが，ここでは55 °Cとします．

トランジスタの損失は 7.35 W ですから，熱抵抗は，

$$R_{th(j-a)}=\frac{150\times0.9-55}{7.35}$$
$$=10.8(°C/W) \quad \cdots\cdots(15)$$

と求まります．

熱はパワー・トランジスタのチップの中で発生していますが，その熱は図 18 に示したようにまずチップが取り付けられている金属フレームに伝わり，さらにフレームが取り付けられているヒート・シンクに伝わり，そしてヒート・シンクから大気に伝わっていきます．一部の熱はトランジスタのケース表面から直接大気に伝わりますが，大部分はフレームを経由します．

熱平衡状態に達した段階で，チップからフレーム，フレームからヒート・シンク，ヒート・シンクから大気へ流れる熱量はすべて等しくなります(パワー・トラン

ジスタから直接大気に流れる熱量は小さい値なのでここでは無視できる).

そこで，熱の流れを図19に示すモデルで考えることにします．P_Dの単位はW(ワット)であって熱量を示すJ(ジュール)ではありませんが，連続してP_D(W)の損失をしていることは毎秒P_D(J)の発熱をしていることと同じです．

チップ内で発生した熱は，次の三つの熱抵抗を通って大気に拡散します．

▶ $R_{th(j-c)}$ (ジャンクション-ケース間)

この値はトランジスタのカタログにも記載されていますが，2SA1598の場合は5(°C/W)です．カタログによっては記載されない場合もありますが，そのときは，

$$\frac{T_{j(max)}-25}{P_C} \quad \cdots\cdots(16)$$

によって計算して求めます．

$T_{j(max)}$とP_Cは絶対最大定格に必ず記載されています．

▶ $R_{th(c)}$ (ケース-ヒート・シンク間)

この値はトランジスタとヒート・シンクの間に絶縁板を挿入するかしないか，または接触面の大きさでも変わってきます．

図20(a)は接触熱抵抗に関するデータの例ですが，2SA1598はヒート・シンクにじか付け可能ですから，シリコーン・グリースを付けない状態で約2.2(°C/W)，付けた状態で1.5(°C/W)となります．

▶ $R_{th(f)}$ (ヒート・シンク-大気間)

ヒート・シンクの熱抵抗です．1.5 mm厚のアルミ平板を垂直に立て，パワー・トランジスタを中央に取りつけたときの熱抵抗を図20(b)に示します．横軸のアルミ板の面積は，表面積ではなく板の片面だけの面積(すなわち大きさ)です．

チップから大気までの熱抵抗の合計は，

$$R_{th(j-c)}+R_{th(c)}+R_{th(f)} \quad \cdots\cdots(17)$$

ですが，この式の値は(15)式ですでに求めた10.8(°C/W)以下でなければなりません．

一方，$R_{th(j-c)}$は5(°C/W)，$R_{th(c)}$はシリコーン・グリースを付ける条件で1.5(°C/W)ですから，$R_{th(f)}$は4.3(°C/W)以下ということになります．図20(b)から$R_{th(f)}$が4.3(°C/W)になるアルミ板の面積を求めると，一般の1.5 mm厚で約200 cm²となります．

熱は実際にはパワー・トランジスタの表面からも直接大気に拡散し，またリード線から基板の導体部分(銅はく面)を伝わっても拡散しますので，ヒート・シンクのサイズを多少小さくできます．

(2) 整流ダイオードのヒート・シンク

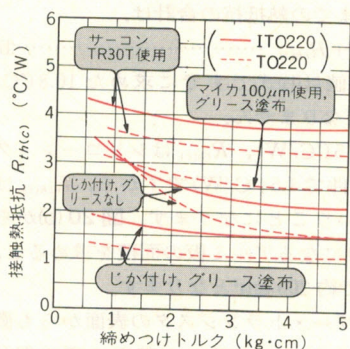
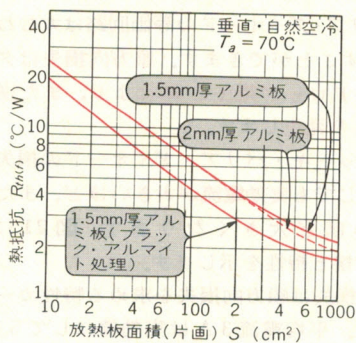
ショットキ・バリア・ダイオードの等価回路は大むね図15のように表すことができます．順方向損失はダイオードの順方向ドロップ電圧とR_1により，また逆方向損失はR_2により発生します．

したがってショットキ・バリア・ダイオードの損失は，平均電流が同じでも実効電流が大きいほど，また逆電圧が大きいほど大きくなります．図21にESAB82-004の定格と特性を示します．

この図の中の順損失は順方向損失を求める特性カーブを示しています．平均電流3Aは実効値にして5.1A(約1.7倍)となりますが，DCの損失カーブ5.1Aの損失を順方向損失と見なすと，約2.6Wと求まります．

図21(b)の逆損失は逆方向損失を求める特性カーブを示しています．ダイオードには$12\times\sqrt{2}\times1.1 \fallingdotseq 18.7$(V)以上の電圧はかかりません．かりに20Vの逆電圧がDCでかかっているとしても，2素子分として$0.12\times2=0.24$(W)です．

〈図20〉 熱抵抗を求めるグラフ

ITO220は絶縁型TO220のことで, 2SA1598, 2SA1599は, ITO220のグループ

(a) 接触熱抵抗〔$R_{th(c)}$〕

(b) アルミ板の熱抵抗〔$R_{th(f)}$〕

〈図21〉[3] ショットキ・バリア・ダイオード ESAB82-004の定格と特性

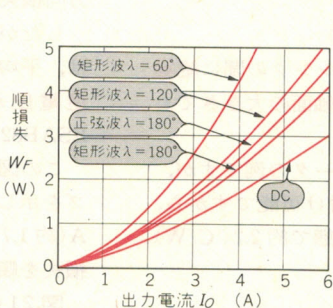
項目		記号	ESAB82-004	単位
電圧	ピーク繰り返し逆電圧	V_{RRM}	40	V
	ピーク非繰り返し逆電圧	V_{RSM}	48(t_W=500ns, デューティ=1/40)	V

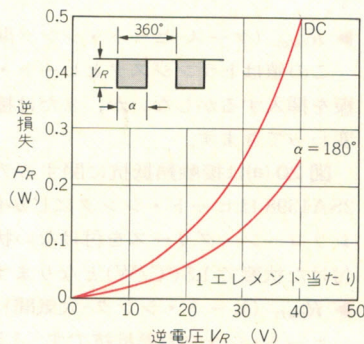
項目		記号	条件	定格値	単位
電流	平均出力電流	I_O	方形波, デューティ=½, ケース温度 103℃	5.0*	A
	サージ電流	I_{FSM}	正弦波 10ms 定格負荷状態より	100	A
温度	接合温度	T_j		−40～+125	℃
	保存温度	T_{stg}		−40～+125	℃

*センタ・タップ出力電流平均値

(a) 最大定格

項目		記号	条件	最大値	単位
電気的特性	順電圧	V_{FM}	T_C=25℃ I_{FM}=2.0A	0.55	V
	逆電流	I_{RRM}	T_C=25℃ V_R=V_{RRM}	5.0	mA
熱特性	熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	接合-ケース間 (平滑直流)	5.0	℃/W
	接触熱抵抗	$R_{th(f)}$	ケース-冷却体間 (接触コンパウンド塗布)	1.0	℃/W

(b) 電気的特性

λ: 1整流エレメント当たりの通流角
IC: センタ・タップ出力電流平均値

(c) 順損失

(d) 逆損失

順方向と逆方向の合計損失は2.9 W以下となります. ショットキ・バリア・ダイオードの逆方向電流値は温度上昇と共に増えるので, ここでは $T_{j(max)}$ の値は100 °Cを目安とします. T_jを100 °Cに抑えるためのヒート・シンクの熱抵抗は次のように求まります.

$$R_{th(f)}=\frac{100-55}{2.9}-(5+1)$$

$$=9.5(°C/W) \cdots\cdots(18)$$

ここで, 式の中の5はESAB82-004の熱抵抗 $R_{th(j-c)}$ であり, 1は接触熱抵抗 $R_{th(f)}$ です [図21(b)].

ヒート・シンクのサイズは図20(b)より約50 cm²と求まります.

製作した電源では, パワー・トランジスタとダイオードを共通のヒート・シンクに取り付けています(**写真1** 参照).

◆引用文献◆

(1) L5431, 三洋半導体ニューズ, No.2173.
(2) 2SA1598, 低飽和電圧パワートランジスタ, カタログ No. E371, 新電元工業(株).
(3) ESAB82-004, 富士高速整流ダイオード, カタログ No. RH260d, '88年9月, 富士電機(株).

専用ICを使った低損失リニア・レギュレータ回路集

低損失リニア・レギュレータ用のICも各社から製品化されています．ここでは，PQ05RF2(シャープ)，STR9005(サンケン電気)，LT1083(リニアテクノロジー)の各ICを紹介します．

● PQ05RF2による5V・2A電源

シャープからは，入出力間電圧差0.5Vの低損失リニア・レギュレータのシリーズが発売されています．このシリーズの概略仕様を**表1**に示します．またこのシリーズを**写真1**に示します．

このICの特徴は，プラスチック・ボディが絶縁型TO220と同じで，入力，出力，グラウンドの3本の端子および ON/OFF 制御または出力電圧微調整の端子の合計4本のリード端子が設けられている点です．

また，内部構造が，パワー・トランジスタ・チップと

〈表1〉[1]
4端子低損失リニア・レギュレータ2Aシリーズ(シャープ)の仕様

(T_a=25℃)

項目		記号	定格値	単位
入力電圧*1		V_{IN}	35	V
出力制御電圧*1	PQ05RF2シリーズ	V_C	35	V
	PQ05RF21シリーズ			
出力電流		I_O	2	A
許容損失(自冷)		P_{d1}	1.5	W
許容損失(無限大放熱板)		P_{d2}	18	W
接合温度		T_j	125	℃
動作温度		T_{opr}	−20～+80	℃
保存温度		T_{stg}	−30～+125	℃
はんだ温度*2		T_{sol}	260	℃

＊1：GNDおよび該当端子以外はオープンとする
＊2：10秒間

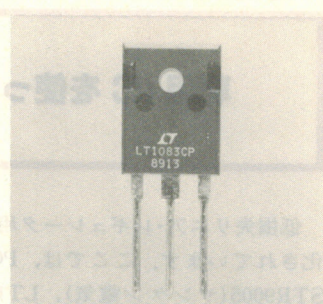
(a) 絶対最大定格

(指定のない場合はI_O=1A，T_a=25℃，＊3)

項目		記号	条件	min	typ	max	単位
出力電圧	PQ05RF2/PQ05RF2V	V_O		4.75	5.0	5.25	V
	PQ09RF2/PQ09RF2V			8.55	9.0	9.45	
	PQ12RF2/PQ12RF2V			11.4	12.0	12.6	
	PQ15RF2/PQ15RF2V			14.25	15.0	15.75	
	PQ05RF21			4.88	5.0	5.12	
	PQ09RF21			8.78	9.0	9.22	
	PQ12RF21			11.7	12.0	12.3	
	PQ15RF21			14.63	15.0	15.37	
負荷変動率		$RegL$	I_O=5mA～2A	—	0.5	2.0	%
入力変動率		$RegL$	＊4	—	0.5	2.5	%
出力電圧温度係数		T_{CVO}	T_j=0～125℃	—	±0.02	—	%/℃
リプル除去率	PQ05RF2/PQ05RF21シリーズ	RR	I_O=0.5A	45	55	—	dB
	PQ05RF2Vシリーズ			55	—		
最小入出力間電圧差		V_{I-O}	＊5，I_O=2A	—	—	0.5	V
出力ON制御電圧	PQ05RF2/PQ05RF21シリーズ	$V_{C(ON)}$		2.0＊6	—	—	V
出力ON制御電流		$I_{C(ON)}$	V_C=2.7V	—	—	20	μA
出力OFF制御電圧		$V_{C(OFF)}$		—	—	0.8	V
出力OFF制御電流		$I_{C(OFF)}$	V_C=0.4V	—	—	−0.4	mA
静止時消費電流		I_q	I_O=0	—	—	10	mA
出力電圧微調整範囲	PQ05RF2V	V_O(ADJ)		4.5	5.0	5.5	V
	PQ09RF2V			8.1	9.0	9.9	
	PQ12RF2V			10.8	12.0	13.2	
	PQ15RF2V			13.5	15.0	16.5	

＊3 PQ05RFシリーズ：V_{IN}=7V，PQ09RF2シリーズ：V_{IN}=15V，
PQ12RF2シリーズ：V_{IN}=18V，PQ15RF2シリーズ：V_{IN}=23V
＊4 PQ05RF2/PQ05RF21/PQ05RF2V：V_{IN}=6～12V
PQ09RF2/PQ09RF21/PQ09RF2V：V_{IN}=10～25V
PQ12RF2/PQ12RF21/PQ12RF2V：V_{IN}=13～29V
PQ15RF2/PQ15RF21/PQ15RF2V：V_{IN}=16～32V
＊5 入力電圧は出力電圧が0.95 V_Oになるときの値
＊6 ON/OFF制御端子がオープンの場合は出力電圧はONとなる
(PQ05RF2/PQ05RF21シリーズ)

(b) 電気的特性

〈写真 1〉 4 端子低損失リニア・レギュレータ・シリーズ(シャープ，左から 5 V・1 A，5 V・2 A，12 V・1 A，12 V・2 A，それぞれいちばん左が 1 番ピン)

〈写真 2〉 低損失リニア・レギュレータ IC LT1083CP(リニアテクノロジー，端子名は左から GND，V_{OUT}，V_{IN})

コントロール・チップの 2 チップからなるマルチチップ IC になっています．標準接続図と内部結線図を図 1 (a)と(b)に示します．

● STR9005 による 5 V・4 A 電源

サンケン電気からは，入出力間電圧差 1.0 V の低損失リニア・レギュレータ STR9000 シリーズが発売されています．このシリーズの品種と概略仕様を**表 2** に示します．

この IC の特徴は 4 A でも入出力間電圧差が 1.0 V 以下であるという点と，リード端子が 5 本あり，入力，出力，グラウンドの 3 本のほかに，ON/OFF 制御端子と出力電圧微調整端子の両方が付いている点です．

内部構造はハイブリッドで高い電圧精度が得られています．標準接続図と内部等価回路を**図 2** (a)と(b)に示します．

〈表 2〉[2] 低損失リニア・レギュレータ 4 A シリーズ(サンケン電気)**の仕様**

項目	記号	定格値			単位
		STR9005	STR9012	STR9015	
直流入力電圧	V_{IN}	15(パルス 25)	25(パルス 30)	25(パルス 30)	V
出力電流	I_O	4.0			A
許容損失	P_D	75 (T_C=25℃)			W
		3.2 (放熱板なし)			
接合温度	T_j	−30～+125			℃
動作時ケース温度	T_c	−20～+100			℃
保存温度	T_{stg}	−30～+125			℃

熱抵抗(接合-ケース間) $R_{th(j-c)}$=1.25℃/W (max)

(a) 最大定格(T_a=25℃)

項目	記号	規格値									単位
		STR9005			STR9012			STR9015			
		min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	
設定出力電圧	V_O	4.9	5.0	5.1	11.8	12.0	12.2	14.8	15.0	15.2	V
	条件	V_{IN}=8.0V，I_O=2.0A			V_{IN}=16V，I_O=2.0A			V_{IN}=20V，I_O=2.0A			
最小入出力電圧差	V_{DIF}			0.5			0.5			0.5	V
	条件	I_O=2.0A									
				1.0			1.0			1.0	
	条件	I_O=4.0A									
出力電圧変動(対入力電圧)	ΔV_{OLINE}		10	30		30	80		50	100	mV
	条件	V_{IN}=6～15V，I_O=2.0A			V_{IN}=13～25V，I_O=2.0A			V_{IN}=16～25V，I_O=2.0A			
出力電圧変動(対出力電流)	ΔV_{OLOAD}		40	100		80	200		100	200	mV
	条件	V_{IN}=8.0V，I_O=0～3.0A			V_{IN}=16V，I_O=0～3.0A			V_{IN}=20V，I_O=0～3.0A			
出力電圧温度係数	$\Delta V_O/\Delta T$		±0.5			±1.5			±1.5		mV/℃
リプル減衰率	R_{REJ}		54			54			54		dB
	条件	f=100～120Hz									
過電流保護開始電流	I_{S1}	4.1			4.1			4.1			A
	条件	V_{IN}=8.0V			V_{IN}=16V			V_{IN}=20V			
出力ON/OFF制御電圧*(3-5端子間電圧)	$V_{O(ON)}$			0.6			0.6			0.6	V
	$V_{O(OFF)}$	2.0			2.0			2.0			V
出力OFF時電圧	V_O			0.5			0.5			0.5	V
	条件	V_{IN}=8.0V，I_O=0A			V_{IN}=15V，I_O=0A			V_{IN}=20V，I_O=0A			

*出力は 3-5 端子間電圧 0.6V 以下で ON し，2.0V 以上で OFF する．

(b) 電気的特性(T_a=25℃)

● LT1083 による 5 V・7.5 A 電源

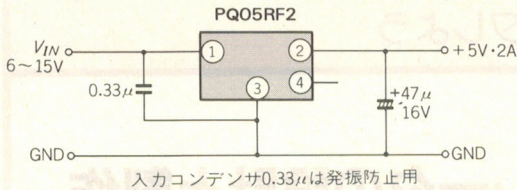
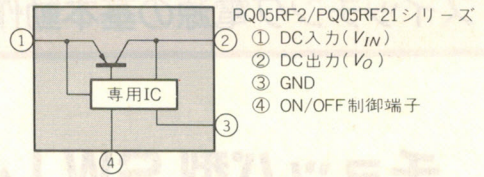
リニアテクノロジーからは，入出力間電圧差 1.5 V の低損失リニア・レギュレータ LT1083/4/5 シリーズが発売されています．このシリーズの概略仕様を**表 3**，また外観を**写真 2** に示します．

このシリーズの特徴は，最大 7.5 A の出力電流が得られることと，さらにパラレル接続で出力電流を上げることも可能(バラスト抵抗を使用)である点です．

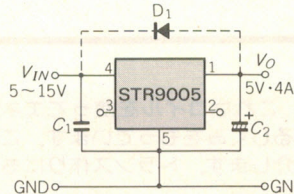
また，熱しゃ断回路をもっているので，ハーフ・ショートで IC が破壊する心配がない点も使う側にとってありがたいところです．標準接続図を図 3 に示します．

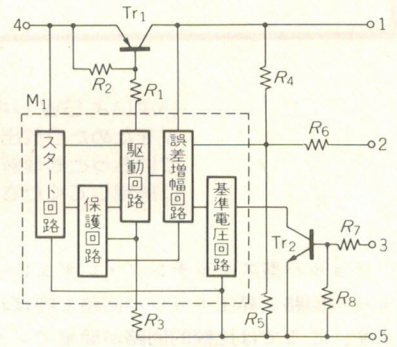
● 低損失リニア・レギュレータ用 IC を使用するときの注意

第 3 章のディスクリート回路のところでも説明しましたが，トランスの 2 次側電圧と平滑用コンデンサの選択が誤っていると，どのように優れた低損失リニ

〈図 1〉(1) PQ05RF2 を使用した低損失リニア・レギュレータ回路

(a) PQ05RF2の標準接続図　　(b) 内部結線図

〈図 2〉(2)
STR9005 を使用した低損失リニア・レギュレータ回路

端子番号	名称
1	出力(ケース裏面)
2	出力微調整
3	出力ON/OFF制御
4	入力
5	グラウンド

C_1：発振防止用コンデンサ(0.33μF)
　4番端子との接続はできるだけ短くする
C_2：出力コンデンサ(47～100μF/50V)
　1番端子との接続はできるだけ短くする
D1：保護用ダイオード(RM1Z)
　入力-出力間が逆バイアスになる場合に必要．
　ただし，出力コンデンサが100μF以下であれば
　特に必要なし

(a) STR9005の標準接続図

(b) 等価回路図

〈表 3〉(3) 低損失リニア・レギュレータ LT1083/4/5(リニアテクノロジー)の仕様

最大損失			内部制限回路による
入力電圧*			30V
動作入力電圧	5V タイプ		20V
	12V タイプ		25V
動作ジャンクション温度	M グレード品	制御部	−55～150℃
		パワー Tr	−55～200℃
	C グレード品	制御部	−55～125℃
		パワー Tr	−55～150℃
保存温度			−65～150℃
リード温度(はんだディップ 10 秒)			300℃

* 30V までの過渡的な電圧に対しては耐えることができるが，動作電圧に定められている値を超えた入力電圧に対しては劣化が起こり得る．また入出力間電圧が 15V 以上のときは，レギュレーションを保つために最低 5mA の負荷電流を必要とする．

(a) 絶対最大定格

項目		規格	条件	
出力電圧	5V タイプ	5V±2％	6.5V≦V_{IN}≦20V	0≦I_O≦I_{FULL}*
	12V タイプ	12V±2％	13.5V≦V_{IN}≦25V	
入力変動	5V タイプ	10mV max	6.5V≦V_{IN}≦20V	I_0=0mA T_j=25℃
	12V タイプ	25mV max	13.5V≦V_{IN}≦25V	
負荷変動	5V タイプ	20mV max	V_{IN}=8V	0≦I_O≦I_{FULL} T_j=25℃
	12V タイプ	36mV max	V_{IN}=15V	
入出力電圧差	5V タイプ	1.5V max	ΔV_O=50mV	I_O=I_{FULL}
	12V タイプ		ΔV_O=120mV	
熱抵抗 $R_{th(j-c)}$	7.5A タイプ	1.6℃/W max	P パッケージ	パワー Tr ジャンクションとケース間
	5A タイプ	2.3℃/W max	P パッケージ	
	3A タイプ	3.0℃/W max	T パッケージ	

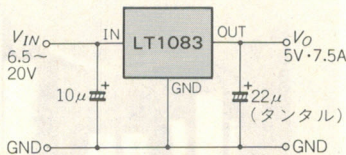
* LT1083，LT1084，LT1085 はそれぞれ 7.5A，5A，3A の出力電流を得ることができるが，最大損失の制限を受けるため，入力電圧が高くなるほど実際にとれる出力電流は小さくなる．I_{FULL}は最大損失の制限による実際にとれる最大出力電流の値を示す．

(b) 電気的特性

〈図 3〉(3)
LT1083 標準接続図

ア・レギュレータ用ICを用いても効率は上がりません．また，発熱を抑えることもできません．

AC入力電圧が最低のときの整流平滑後の直流電圧のリプルの下限が出力電圧プラスそのICの入出力間電圧差になるように設計し，また調整する必要があります．またヒート・シンクは，入力電圧により大きさが変わりますので，メーカのカタログなどを参照して決定してください．

◆引用文献◆

(1) PQ05RF2，シャープ電子部品パワーデバイス編，1989 年 6 月．
(2) STR9005，IC レギュレータ・カタログ，昭和 61 年 8 月，サンケン電気．
(3) LT1083，3A，5A，7.5A Low Dropout Positive Fixed Regulators，1988 年，LINEAR TECHNOLOGY．

第4章 **5V・3A**

スイッチング電源の基本動作をマスタしよう

チョッパ型SWレギュレータの設計と製作

いよいよSWレギュレータの登場です．これはコイルを使ってエネルギをためたり放出したりして定電圧を得るしくみをもっています．ここではもっとも理解しやすい回路方式を紹介します．トランス作りにもぜひ挑戦してください．

チョッパ型スイッチング・レギュレータには降圧チョッパ回路と昇圧チョッパ回路と呼ばれる方式があります．ここでは比較的回路が簡単でノイズが小さい，自励式の降圧チョッパ回路を紹介します．出力は5V・3Aとしました．

〈図1〉 5V・3Aチョッパ型スイッチング・レギュレータ回路

(a) 上から見たところ

(b) 横から見たところ

〈写真1〉 製作したチョッパ型スイッチング・レギュレータ

製作と実験

これから製作する回路図を**図1**に，プリント基板パターン図を**図2**に示します．また**写真1**に完成した電源を，**写真2**(a)〜(g)に製作に使用する主要部品

〈図2〉
チョッパ型レギュレータのプリント基板レイアウト図
(パターン面，原寸)

このパターンのT_1はEIコア用．ただし，孔の位置を変えることにより購入品やドラム・コアも取り付け可能．

(e) スイッチング・トランジスタ 2SA1599(新電元)

(f) フライホイール・ダイオードD_1 ERC81-004(富士電機)

(g) トランスT_1(製作したもの)

(a) フィルム・コンデンサ 0.1μF AC125V〔マルコン AANAシリーズ(UL規格品)〕

(b) ACトランス(12V・3A容量)

(c) 整流ブリッジ D3SBA10(新電元)

(d) 15000μF/25V(マルコン AUFシリーズ)

〈写真2〉 図1の回路の主要部品

〈図3〉他励式チョッパの原理

(a) 原理図

(b) コンパレータの動作

の外観を示します．

● **チョッパ型の特徴**

回路図を見ると第3章で紹介した5V・3Aの低損失リニア・レギュレータの回路図に似ていますが，動作はまったく異なります．

リニア・レギュレータは，入出力間の電圧差をすべてパワー・トランジスタの損失として消費していますが，チョッパ型レギュレータの場合は，入出力間の電圧差に応じてスイッチング・トランジスタのON/OFFの比が変化して，定電圧制御を行います．このため，入出力間の電圧差が大きくても損失がそれに比例して増えるようなことはありません．

＋12Vの入力から＋5V出力を得る場合に，リニア・レギュレータでは41%以上の効率を得ることは不可能ですが，チョッパ型では72%以上の効率を得ることができます．

チョッパ型はスイッチング・トランジスタのON/OFFの比を変えて電圧を制御しますが，ONのときには負荷に電力を供給すると同時に，入出力電圧差に相当するエネルギをリアクトル(トランス)に蓄積します．そしてOFFのときにリアクトルに蓄積されたエネルギが負荷に供給されます．図1のT_1がこのリアクトルに相当します．D_1(ERC81-004)はT_1のエネルギを放出するためのダイオードで，フライホイール・ダイオードと呼ばれています．

〈チョッパ型スイッチング・レギュレータのしくみ〉

エネルギはT_1のコイルによってコアにいったん蓄積され，そのエネルギは再び同じコイルによって放出されます．このように，同じコイルが蓄積と放出を兼ねている場合は，コイルのリーケージ・インダクタンスを小さくすることができ，ノイズも小さいというメリットがあります．

一方，エネルギをコアに蓄積するコイルとコアのエネルギを放出するためのコイルが異なる方式のスイッチング・レギュレータ(RCC方式など)の場合は，ノイズ・レベルはチョッパ型より大きくなります．

● **自励式チョッパ方式と他励式チョッパ方式の違い**

スイッチング・トランジスタをON/OFFするためには発振回路が必要になりますが，スイッチング・トランジスタが発振回路の一部分を構成しているものを自励式チョッパと呼びます．これに対して，独立した発振回路をもっているものを他励式チョッパと呼んでいます．

自励式には，

① 位相の遅れを積極的に利用するもの
② *CR*により正帰還をかけるもの
③ チョーク・コイルに正帰還巻線を設けて発振させるもの

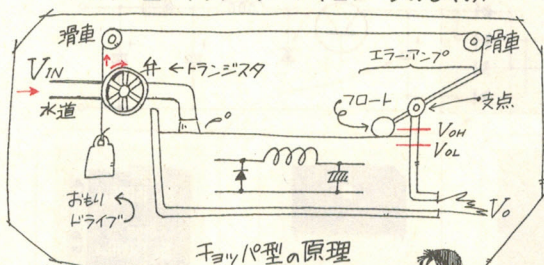
などがあります．図1の回路では①の方法を使用しています．

● **他励式チョッパ方式の動作**

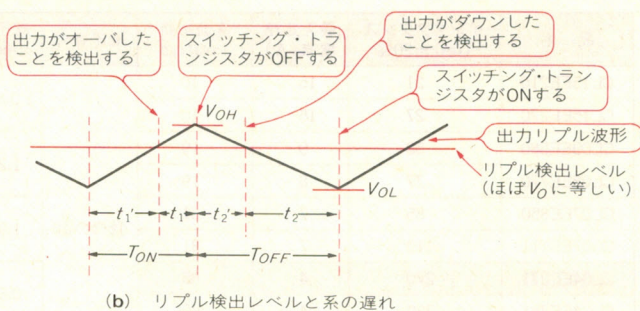
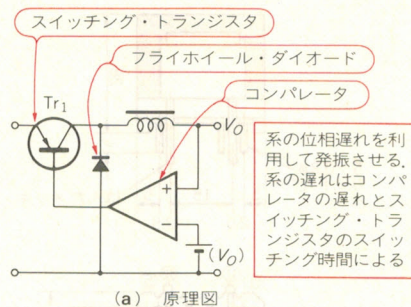
他励式はAppendixのチョッパ用ICの紹介の中に出てきますが，その原理図と基本動作を図3に示します．

図(a)を見るとわかるとおり，出力電圧は抵抗R_{C1}とR_{C2}によって分圧され，コンパレータの(−)端子に入力されます．一方，コンパレータの(＋)端子には基準となる三角波が入力されています．

さらにもうひとつの(−)端子にデッド・タイム・コントロール信号が入ります．

コンパレータの出力が“H”レベルのとき，スイッ

〈図4〉製作する自励式チョッパの原理

(a) 原理図

(b) リプル検出レベルと系の遅れ

チング・トランジスタはONとなります．コンパレータの入力端子の波形と出力のグラフ〔図3(b)〕を見ると，出力電圧に比例したレベルが高くなるほどコンパレータの出力波形の“H”レベルの期間が短くなり，パワー・トランジスタのON期間が短くなるのがわかります．

また，出力電圧が下がってもON期間が100%にならないようデッド・タイム・コントロール信号が入力されています．出力電圧をR_{C1}，R_{C2}で分圧した電圧がデッド・タイム・コントロール信号のレベル以下に下がると，ON期間は三角波とデッド・タイム・コントロール信号のレベルによって決定されます．

例えば，三角波のもっとも低い電圧ともっとも高い電圧がそれぞれ1Vと3Vとすると，デッド・タイム・コントロール信号のレベルを2Vにしてやれば，ON期間は50%以上になることはありません．

● 自励式チョッパ方式の動作

製作する図1の回路は自励式チョッパ方式の一例ですが，ここで回路の動作を図4(a)と(b)の原理図とリプル検出レベルの波形で説明します．

図(b)において，出力電圧がV_Oよりわずかに下がるとコンパレータはTr_1のベース電流を引き込む動作に移りますが，系の位相の遅れによりTr_1がONになるまでにはt_2の時間が必要となり，出力電圧はV_{OL}まで下がります．

V_{OL}でTr_1がON状態になって出力電圧が上がりV_Oに達すると，コンパレータはTr_1のベース電流を止める動作に移ります．このときも系の遅れにより，Tr_1がOFFになるまでにt_1の時間が必要となり，出力電圧はV_{OH}まで上がります．V_{OH}でTr_1は再びOFF状態になって出力電圧が下がり，V_Oに達するとこれまでと同じ動作を繰り返します．

今回製作するチョッパ回路ではこのような方法により，系の位相遅れを利用して，発振を起こさせます．

したがって，図4(b)におけるリプル波形は発振しているために現れることになります．この発振のメカニズムについては回路定数の決め方のところで定量的に調べます．

● チョッパ型スイッチング・レギュレータの特徴

チョッパ型スイッチング・レギュレータはノイズが小さいといっても，完全にないわけではありません．そこで，出力側はフェライト・ビーズや5〜10μHのチョーク・コイルを使って，π型フィルタの構成にしておきます．

しかし，リプル・ノイズを下げる目的で，π型フィルタの最初の電解コンデンサの値を上げ過ぎるのは効果がないばかりでなく，発振を不安定にする場合があります．これはリプル検出レベルがはっきりしなくなるからです．大型電解コンデンサを追加する場合は，チョーク・コイルを介して行う必要があります．

チョッパ型は入力電流をON/OFFして定電圧を得るという点でスイッチング・レギュレータの仲間ですが，応用分野はリニア・レギュレータと共通性があります．回路もリニア・レギュレータの回路に似ています．

しかし，チョッパ型スイッチング・レギュレータのリニア・レギュレータに対する最大の利点は，入力電圧をかなりラフに設定できるため，ACトランスの2次側電圧の平滑用電解コンデンサの値に，それほど神経を使わずに済むということです．

第3章で説明したように，ACトランスの2次側電圧と平滑用電解コンデンサの値がリニア・レギュレータの効率を左右しますが，チョッパ型の場合は，与えられた電圧に対して効率が最大になるように回路定数を決めることができます．

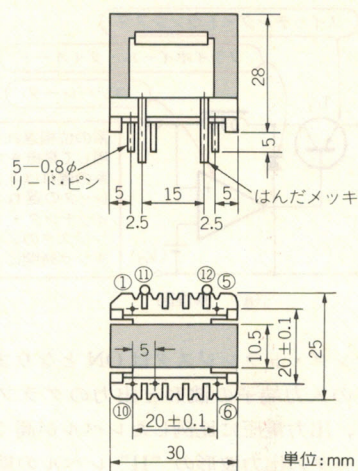
● トランスの選択について

チョッパ型レギュレータの回路でリニア・レギュレータと異なる点は，トランス(T_1)の存在です．

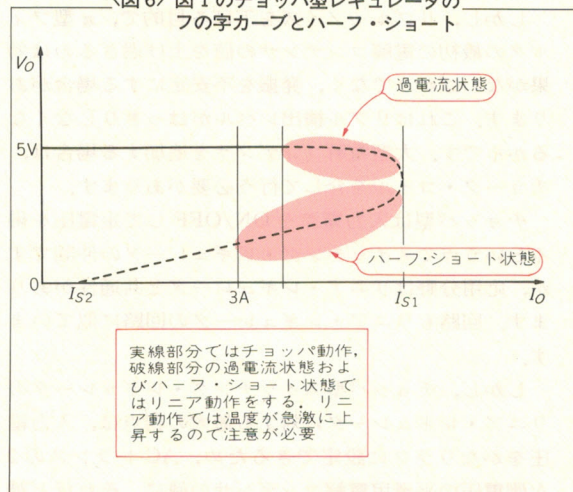
トランスを作ったことがない人にとって，トランスが含まれている回路を組み立てるのは大変おっくうなことですが，一度覚えてしまうと電源の製作が容易になります．作るのが面倒くさくて秋葉原などでインダクタンスだけを指定して，できあいのチョーク・コイルを買ってしまう人もいますが，これは飽和電流を考慮していないため，思わぬ失敗をしてしまうことがあります．

〈図5〉[1] T_1に使用する市販のチョーク・コイルの例〔富士電気化学㈱〕

品　名	インダクタンス (μH) ±20%	最大定格 電流(A)	直流抵抗 (mΩ) typ	端子番号	端子径 (mm)	形状
CL15EE210	21	15	10	⑫〰⑪	1.0φ×2	Ⓓ
CL15EE270	27	15	10			
CL09EE580	58	9	19		1.2φ	
CL08EE770	77	8	19			
CL07EE850	85	7	31		1.0φ	
CL07EE111	110	7	31			
CL04EE271	270	4	86		0.8φ	
CL04EE381	380	4	86			
CL03EE481	480	2.6	174		0.65φ	
CL03EE641	640	2.6	174			
CL01EE222	2200	1.4	593	⑤〰①	—	Ⓔ
CL01EE272	2700	1.3	593			

(a)　仕　　様

(b)　形状と寸法Ⓓ

(c)　直流重畳特性

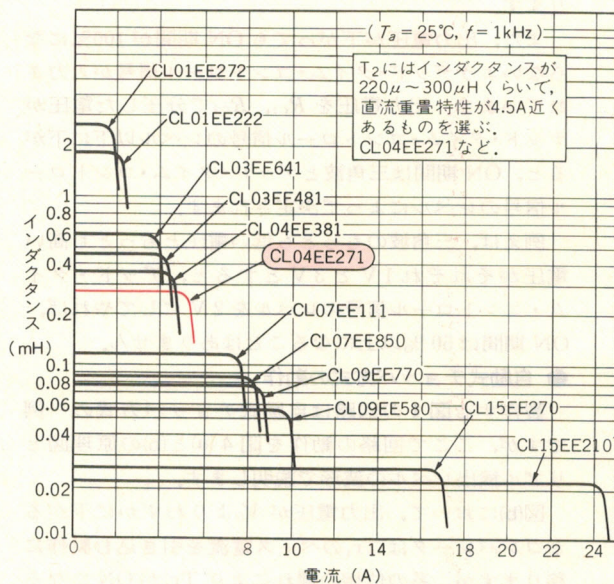
〈図6〉 図1のチョッパ型レギュレータの フの字カーブとハーフ・ショート

もしトランスT_1を完成品で間に合わせる場合は例えば，図5の富士電気化学のCL04EE271のようにインダクタンスが220～300 μH，直流重畳特性が4.5 A近くまでフラットなものを求めてください．

トランスT_1の製作については回路定数の決め方のところで詳しく説明します．

回路の特性と測定結果

● 過電流保護回路について

図1の回路は，第3章で紹介したリニア・レギュレータと同様に負荷に過電流が流れた場合，フの字型保護が働きます．ところが，リニア・レギュレータの場合と大きく異なる点があります．

それは，過電流が流れることによって出力電圧が下がった場合に発振が止まり，トランジスタの損失がリニア・レギュレータと同じように入出力電圧の差と電流の積になり，もともと入力電圧をリニア・レギュレータの場合より高く設定しているチョッパ型レギュレータでは，大変大きな損失となる点です．

負荷が完全にショートした場合は，電流がかなり小さくなりますので損失は大きくありませんが，ハーフ・ショートのように出力電圧が少し下がった状態(図6)で過電流が流れた場合には，スイッチング・トランジスタTr_1が急激に発熱し，その状態が長く続くと破壊に至ります．この点が図1の回路の欠点といえます．

● 製作した電源の動作チェックと性能評価

製作したチョッパ・レギュレータの各部の波形を，**写真3**と**写真4**に示します．

写真3は，トランジスタTr_1のコレクタ電流とダイ

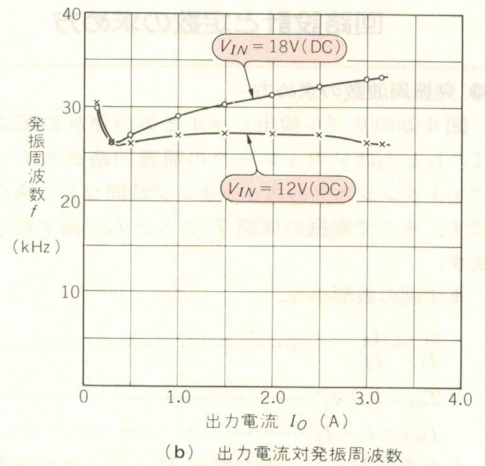
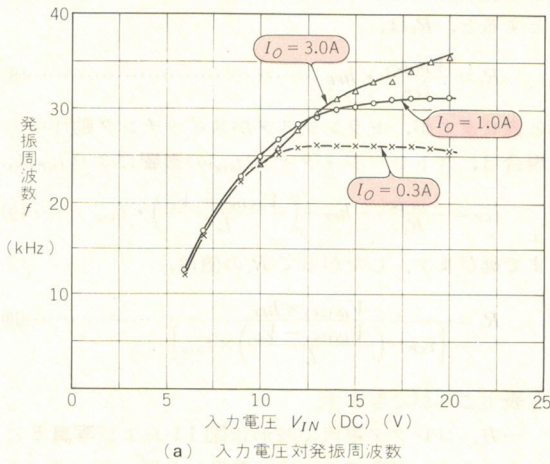
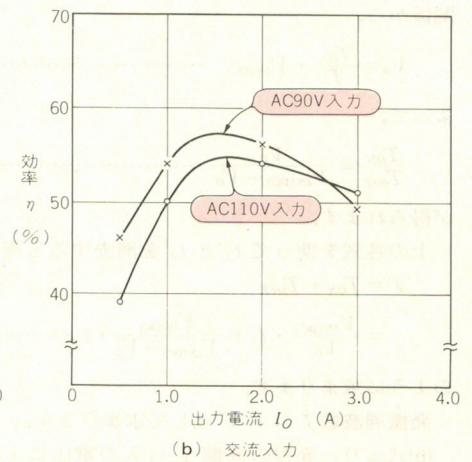
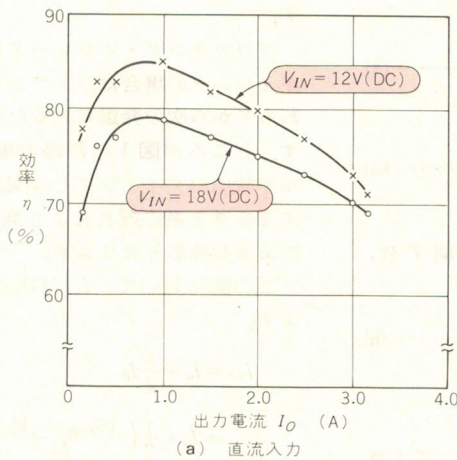
〈図7〉 発振周波数 f の変化

(a) 入力電圧対発振周波数

(b) 出力電流対発振周波数

〈図8〉 出力電流 I_o に対する効率 η

(a) 直流入力

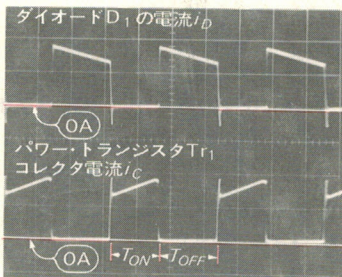
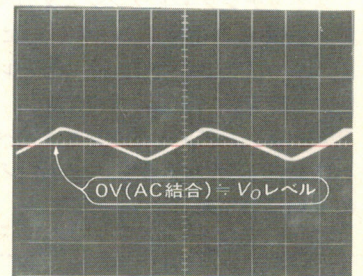
(b) 交流入力

オード D_1 の電流を示しています．**写真4**は出力リプル電圧を示していますが，スイッチングのリプル成分が約45 mVで，スパイク成分はありません．

また，**図7**(a)と(b)にそれぞれ入力DC電圧と出力電流に対する発振周波数の変化を，**図8**(a)と(b)に出力電流に対する効率の変化の測定結果を示します．交流入力の場合はACトランスおよび整流ダイオードの損失も含まれるため，直流入力の場合にくらべて効率が低くなります．

過電流保護特性として，**図9**にAC入力電圧と短絡電流 I_{S2} の関係および短絡時のAC入力電力の関係を示します．

AC入力が110 Vのときの I_{S2} が約0.42 Aですので，スイッチング・トランジスタの損失は，7.6 Wほどになります．したがって，短絡状態が多少続いてもヒート・シンクの温度が急激に上がってパワー・トランジスタが破損することはありません．

ただし，永久短絡に耐えるためには，ヒート・シンクを大きくするなどの対策が必要です．

〈写真3〉 AC100 V入力，$I_o=3$ A出力時のダイオード D_1 の電流 i_D とスイッチング・トランジスタ Tr_1 のコレクタ電流 i_c (1 A/div，10 μs/div)

〈写真4〉 AC100 V入力，$I_o=3$ A出力時の出力リプル波形(50 mV/div，10 μs/div，AC結合)

回路設計と定数の求め方

● 発振周波数の求め方

図4(b)のリプル検出レベルと系の遅れの図において，t_1とt_2はレギュレータの帰還回路とスイッチング・トランジスタのスイッチング時間などで決まる値です．そこで発振の周期Tをt_1とt_2で表す式を導きます．

まず図の波形から，

$$\frac{t_1'}{t_1}=\frac{t_2}{t_2'} \quad \cdots\cdots(1)$$

$$T_{ON}=t_1+t_1' \quad \cdots\cdots(2)$$

$$T_{OFF}=t_2+t_2' \quad \cdots\cdots(3)$$

入力電圧$V_{IN(DC)}$，出力電圧V_OとT_{ON}およびT_{OFF}の関係から，

$$V_O=\frac{T_{ON}}{T}\cdot V_{IN(DC)} \quad \cdots\cdots(4)$$

よって，

$$\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}=\frac{V_O}{V_{IN(DC)}-V_O} \quad \cdots\cdots(5)$$

が得られます．

上の各式を使ってt_1'とt_2'を消去すると周期Tは，

$$T=T_{ON}+T_{OFF}$$

$$=\frac{V_{IN(DC)}}{V_O}\cdot t_1+\frac{V_{IN(DC)}}{V_{IN(DC)}-V_O}\cdot t_2 \quad \cdots\cdots(6)$$

のように求まります．

発振周波数fは$1/T$として求まります．

(6)式より，発振の周期Tは入力電圧によって大きく左右されることがわかります．

また，(6)式には出力電流の変化が周期に与える影響について直接表されていません．しかし，この式のt_1およびt_2はトランジスタのもつスイッチング時間を含んでおり，このスイッチング時間はコレクタ電流によって変化しますので，間接的に出力電流によっても変化することになります．

図10に(6)式のt_1，t_2としてそれぞれ3 μs，16 μsを入れたときのTの変化と，図1の回路による実測値の両方をグラフに示しました．

● 回路定数の求め方

スイッチング・トランジスタのベースに接続されている抵抗R_1の値は最大出力電流によって決められます．そのほかの定数は，リニア・レギュレータ回路の定数の計算方法とほぼ同じです．

スイッチング・トランジスタのベースに接続されている抵抗をR_1とすると，トランジスタのコレクタ電流i_Cは直流増幅率をh_{FE}として，

$$i_C=\frac{V_{IN(DC)}}{R_1}\cdot h_{FE} \quad \cdots\cdots(7)$$

まで流れることができます．最大コレクタ電流をi_{CP}とすると，R_1は，

$$R_1=\frac{V_{IN(DC)}}{i_{CP}}\cdot h_{FE} \quad \cdots\cdots(8)$$

と表せますが，トランジスタがスイッチング動作中の場合は，ストレージ・タイムt_{stg}の影響によりi_{CP}は，

$$i_{CP}=\frac{V_{IN(DC)}}{R_1}\cdot h_{FE}+\left(\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L}\right)\cdot t_{stg} \quad \cdots\cdots(9)$$

まで延びます．したがってR_1の値は，

$$R_1=\frac{V_{IN(DC)}\times h_{FE}}{\left\{i_{CP}-\left(\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L}\right)\times t_{stg}\right\}} \quad \cdots\cdots(10)$$

と表すことができます．

一方，コレクタ電流の波形は図11および写真5に示すように，三角波に直流が重畳した形となっています．

ブロッキング・オシレータを利用したチョッパ型レギュレータの場合は，トランスがエネルギを放出し終わってから次の発振に入るため完全な三角波となります．ところが図1の回路の場合は，トランスのエネルギ放出のタイミングとは関係なしにリプル検出のタイミングと系の遅れにより発振しているため，図11のような波形となります．

この図において，i_{CP}は次のように表すことができます．

$$i_{CP}=I_O+\frac{1}{2}I_2$$

$$=I_O+\frac{1}{2}\left(\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L}\right)\cdot T_{ON}$$

$$=I_O+\frac{1}{2}\left(\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L}\right)\cdot\frac{V_O}{V_{IN(DC)}}\cdot T \quad \cdots\cdots(11)$$

したがって，R_1はこのi_{CP}を(10)式に代入して求めることができます．

図1の回路ではそれぞれの値をおよそ次のように与えます．

- $I_O=3.3$(A) (0.3 Aはマージン)
- $V_{IN(DC)}=13$(V) (最小入力電圧)
- $V_O=5$(V)
- $L=220\times10^{-6}$(H)
- $h_{FE}=150$
- $t_{stg}=2\times10^{-6}$(s)
- $T=38\times10^{-6}$

カタログに記載されているt_{stg}の値(2SA1599では1.5×10^{-6})は逆バイアスをかけて測定してものです．図1では逆バイアスがかからないので，カタログ値より少し大きい値とする必要があります．

上の値を代入すると，

$i_{CP}=3.8$(A)

$R_1=520(\Omega)$

〈図9〉短絡時のAC入力電力

〈図11〉コレクタ電流 i_C とダイオード電流 i_D の波形

〈図10〉発振周期の計算値と実測値の比較

〈写真5〉コレクタ電流 i_C とダイオード電流 i_D の波形を重ねたところ
(1 A/div, 10 μs/div)

〈図12〉図1の回路の出力電圧を調整する回路

と得られます．

このようにして求めた R_1 の値をもとに，h_{FE} や t_{stg} のばらつきを考慮して実際の回路により試験を行い最適な R_1 の値を決めますが，390〜560 Ω の範囲内の抵抗であれば動作上問題はないと思います．

出力電圧の調整は図12のように，シャント・レギュレータの V_{ref} に接続されている抵抗に半固定抵抗を用いて行います．

● トランスのインダクタンスと臨界電流の関係

図11のコレクタ電流 i_C の波形は出力電流が大きい場合のものですが，出力電流が小さくなると写真6(a)のような波形となります．電流が小さくなると図11の波形の直流成分が下がり，ある電流値で完全な三角波となります．このときの出力電流を臨界電流と呼んでいます．

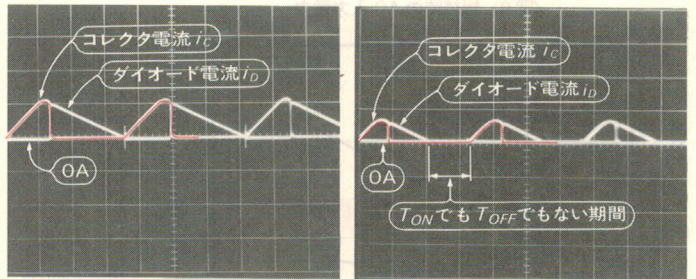
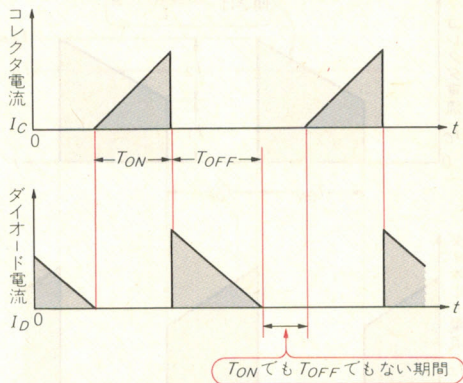
出力電流がさらに下がると，$T_{ON}+T_{OFF}$ の値が(6)式で求めた周期 T より短くなり，図13および写真6(b)のような T_{ON} でも T_{OFF} でもない期間が生じます．この期間はトランジスタがOFFの状態を保ちますが，T_{OFF} として扱いません．

T_{ON} でも T_{OFF} でもない期間が生じても基本的に問題はありませんが，極端に電流が小さくなると発振が不安定になります．そこで最小電流が与えられている場合は，その最小電流が臨界電流の半分程度になるようにトランスのインダクタンスを求めます．

臨界電流を i_θ とするとコレクタ・ピーク電流 i_{CP} は

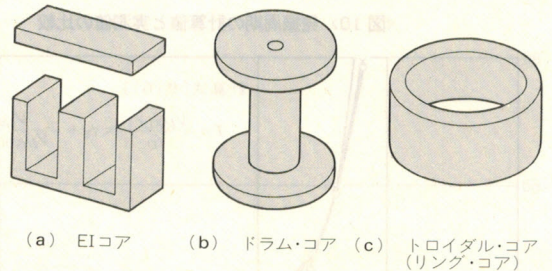
$$i_{CP}=2\cdot i_\theta \qquad (12)$$

と表すことができます．

〈図13〉 I_Oが臨界電流値以下のときのコレクタ電流 i_Cとダイオード電流 i_Dの波形

(a) I_Oが臨界電流値のとき(I_O=0.285 A)　(b) I_Oが臨界電流値以下のとき(I_O=0.1 A)

〈写真6〉 出力電流 I_Oによるコレクタ電流 i_Cとダイオード電流 i_Dの波形変化
(0.5 A/div, 10 μs/div)

〈図14〉 チョッパ型レギュレータ用トランスT_1に使うことのできるコア

(a) EIコア　(b) ドラム・コア　(c) トロイダル・コア(リング・コア)

一方，i_{CP}は，

$$\frac{di_C}{dt}=\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L} \quad \cdots\cdots(13)$$

より，

$$i_{CP}=\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L}\cdot T_{ON}$$

$$=\left(\frac{V_{IN(DC)}-V_O}{L}\right)\cdot\frac{V_O}{V_{IN(DC)}}\cdot T \quad \cdots\cdots(14)$$

と表せます．これらの式から臨界電流 i_θは，

$$i_\theta=\frac{(V_{IN(DC)}-V_O)\cdot V_O}{2L\cdot V_{IN(DC)}}\cdot T \quad \cdots\cdots(15)$$

と求まります．

図1の回路ではそれぞれの値が次のように与えられます．

- $V_{IN(DC)}=18$(V)〔$V_{IN(DC)}$の最大値〕
- $V_O=5$(V)
- $L=220\times10^{-6}$(H)
- $T=38\times10^{-6}$(sec)

これらの値を(15)式に代入すると，

$$i_\theta=0.31\text{(A)} \quad \cdots\cdots(16)$$

が得られます．

図1の回路による実際の臨界電流とほぼ一致しています〔**写真6**(a)の臨界電流はAC100 V入力(このときの$V_{IN(DC)}$は約16 V)のもので値が少し異なる〕．

図1の回路は臨界電流より低い0.1～0.12 Aまで安定に発振しました．

● トランスの作り方

ここではトランスを自作してみようとする人のために，トランスの巻き方を説明します．チョッパ型に使用するトランスは，RCC方式に使用するトランスにくらべて作るのが容易ですので，ぜひチャレンジしてみてください．

まずトランスのT_1に使用するコアとしては，**図14**(a)～(c)に示したEIコア，トロイダル・コア，ドラム・コアのうちどれでもよいのですが，巻くのがもっとも容易なものはドラム・コアです．逆にもっとも手間のかかるのはトロイダル・コアです．

図1の回路において，EIコアの代わりにドラム・コアを使用する場合は，TDKのモデルではDR22×18に0.8 mmφのウレタン線を約50回巻いたものが使えます．

またトロイダル・コアを使用する場合は，ギャップを設けることが一般的には難しいので，コアの透磁率の低い材質のものから選ぶ必要があり少し面倒です．したがって自作する場合には，EIコアまたはドラム・コアが適しているといえます．**図15**の(a)と(b)にトランスの巻き方を図解します．

EIコアで作る場合はボビンに直接ウレタン線を巻き，コアを組み合わせる時にポリエステルのシート材で0.6 mmのギャップを設けます．ギャップはインダクタンスを調整する役割を兼ねています．

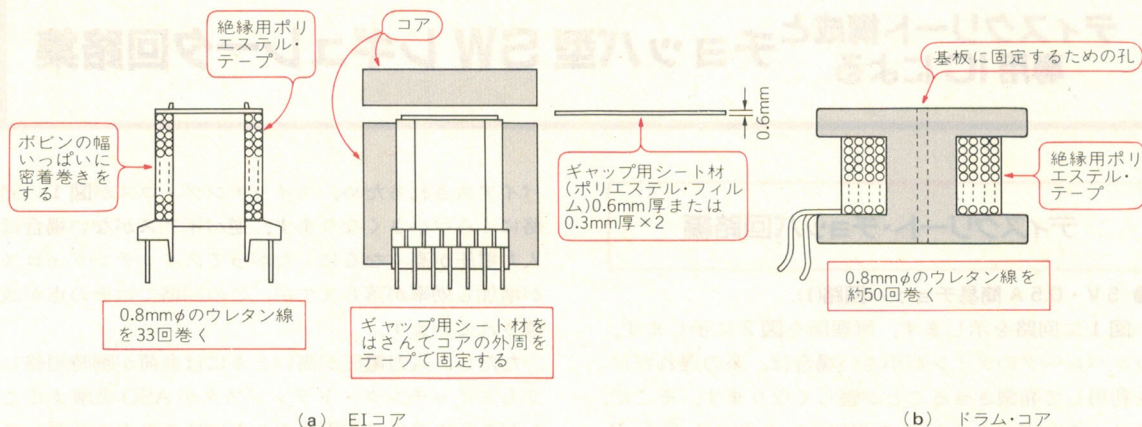
ドラム・コアで作る場合は，コアに直接ウレタン線を巻きます．ドラム・コアの場合はEIコアにくらべて巻数を多くしなければなりませんが，飽和電流を気にする必要がないというメリットがあります．

● ヒート・シンクのサイズの決め方

図8の効率曲線から，入力電圧が高いほど，また出力電流が大きいほど効率が低いことがわかります．

$V_{IN(DC)}$=18 V(AC110 VのときのDC入力電圧は17 V以下)，I_O=3 Aのときのチョッパの効率が70 %ですから，このときの損失は，

〈図15〉 トランスT_1を自作するときの巻き方

(a) EIコア　　(b) ドラム・コア

$$5\times3\times\left(\frac{1}{0.7}-1\right)\fallingdotseq6.4\,(\mathrm{W}) \quad \cdots\cdots(17)$$

として求まります．

この6.4Wの損失のほとんどはスイッチング・デバイスであるトランジスタTr_1とダイオードのD_1の損失です．ダイオードの損失は約1Wくらいで，特にヒート・シンクは必要ありません．残りの約5.4Wがトランジスタの損失です．

ここで第3章のリニア・レギュレータで求めたときと同じ方法でヒート・シンクのサイズを求めます．

チップから大気までの熱抵抗は，

$$R_{th(j-c)}+R_{th(c)}+R_{th(f)} \quad \cdots\cdots(18)$$

です．ここで$R_{th(j-c)}$はトランジスタのジャンクションからケースまでの熱抵抗で，2SA1599のカタログより5°C/Wです．

また，$R_{th(c)}$はトランジスタのケースとヒート・シンクの接触抵抗で，第3章で求めたのと同様に，シリコーン・グリースを使用したときの値として1.5°C/Wとします．$R_{th(f)}$はヒート・シンクと大気までの熱抵抗です．

ここで(18)式は2SA1599のジャンクション温度$T_{j(max)}$が150°Cなので，少なくとも$R_{th(f)}$の値は，

$$R_{th(j-c)}+R_{th(c)}+R_{th(f)}$$
$$=\frac{150\,(^\circ\mathrm{C})\times0.8-55\,(^\circ\mathrm{C})}{5.4\,(\mathrm{W})} \quad \cdots\cdots(19)$$

を満たす値以上でなければなりません．ここでは，ジャンクション温度の上限をカタログの80％，この電源を組み込むセット内の温度を55°Cとしました．

これを$R_{th(f)}$について解くと，

$$R_{th(f)}=\frac{150\times0.8-55}{5.4}-5-1.5$$
$$\fallingdotseq5.5\,(^\circ\mathrm{C/W}) \quad \cdots\cdots(20)$$

となります．

得られた熱抵抗をもつヒート・シンクは，第3章の図20(b)より，1.5mm厚の約120cm²のアルミ板となります．

整流のブリッジにはヒート・シンクは不要です．ただし，図2のパターンでは取り付けられるようになっています．

◆引用文献◆

(1) ノイズ・フィルタ&トランス・チョークコイル・カタログ，'88. 6，富士電気化学㈱.

Appendix 1

5V・2A，5V・5A，5V・10A

ディスクリート構成と専用ICによる チョッパ型SWレギュレータ回路集

ディスクリート・チョッパ回路編

● 5V・0.5A簡易チョッパ回路(1)

図1に回路を示します．原理図を図2に示します．コンパレータのゲインが小さい場合は，系の遅れだけを利用して発振させることが難しくなります．そこで，スイッチング・トランジスタのコレクタから C と R を使って正帰還回路を組みます．発振周波数は C と R によって変化します．図1の実際の回路においては C として1000pFを用いており，R としてはツェナ・ダイオードの動作抵抗を利用しています．

第3章のリニア・レギュレータ編を読んだ人は図1の回路が第3章の図5の回路の変形であることに気づかれたと思います．チョッパ型レギュレータは，このようにリニア・レギュレータを少し変えることにより作ることができます．

図1の回路において，2SC2710のエミッタに接続されている抵抗470Ωは過電流に対して垂下型の保護の働きをしますが，入力電圧がリニア・レギュレータにくらべ高いため，過負荷や短絡が続くとスイッチング・トランジスタが急激に発熱します．この回路の保護は瞬時短絡に対してのみ有効と考えてください．

● 5V・0.5A簡易チョッパ回路(2)

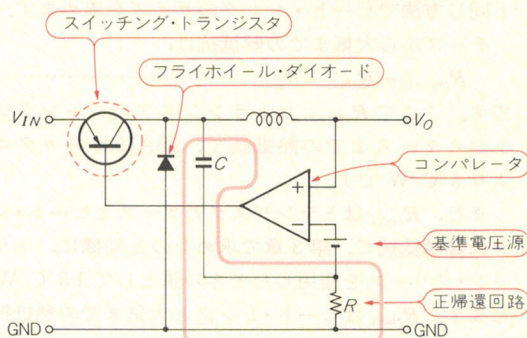
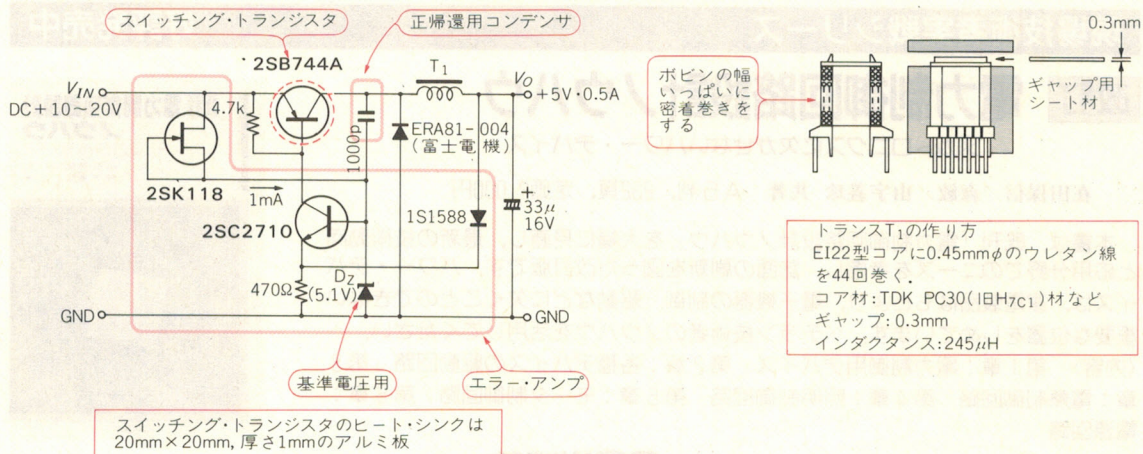
図3に回路を示します．図1の回路では C と R により正帰還回路を構成しましたが，ここではトランスに帰還巻線 S_2 を設けて発振させています．帰還巻線によってスイッチング・トランジスタがOFF時に逆バイアスされるため，スイッチング・ロスが図1の回路にくらべ小さくなります．逆バイアスがない場合は，入力電圧が高くなるにしたがってスイッチング・ロスが増加し効率が落ちますが，この回路ではその点が改善されています．

ただし，入力電圧が高いときには負荷が瞬時短絡してもスイッチング・トランジスタがASO破壊することがありますので応用するときにはこの点に注意してください．

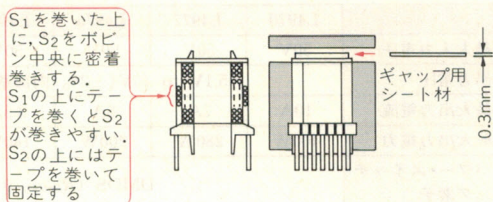
ICチョッパ回路編

● STK730Cを使用した5V・5Aチョッパ回路

三洋電機からパワー・スイッチング・デバイスにMOS FETを採用した他励式チョッパICがSTK730

〈図2〉図1の回路の C と R による正帰還の説明

〈図1〉5V・0.5A簡易チョッパ型回路(1)とトランス

〈図 3〉 5 V・0.5 A 簡易チョッパ回路(2)とトランス

S_1を巻いた上に, S_2をボビン中央に密着巻きする. S_1の上にテープを巻くとS_2が巻きやすい. S_2の上にはテープを巻いて固定する

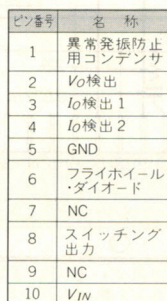
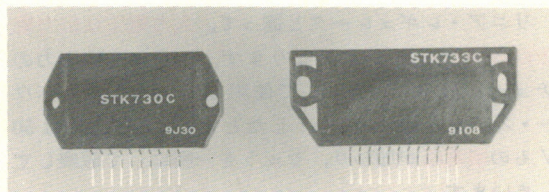
ギャップ用シート材

0.3mm

トランスT_1の作り方
- EI22型コアにS_1として0.45mmφのウレタン線を44回, S_2として0.3mmφのウレタン線を5回巻く
- コア材:TDK PC30(旧H_{7C1})材など
- ギャップ:0.3mm
- S_1のインダクタンス:245μH

〈表 1〉[1] MOS FET チョッパ IC STK730 シリーズの特性

型名	最大定格				電気的特性		
	入力電圧 $V_{IN(DC)}$ (V)	出力電流 I_O(A)	動作基板温度 T_C(℃)	保存温度 T_{stg}(℃)	出力電圧 V_O(V)	動作周波数 f(kHz)	効率 η(%)
STK730B	40	3	105	−30～＋105	5.05±0.1	120	80
STK730C		5					
STK731B	40	3/6pk	105	−30～＋105	12.0±0.2	100	90
STK731C		5/10pk					
STK733B	50	3/6pk	105	−30～＋105	24.0±0.4	100	93
STK733C		5/6pk					

〈図 4〉[2] STK730C の標準接続図

ピン番号	名称
1	異常発振防止用コンデンサ
2	V_O検出
3	I_O検出 1
4	I_O検出 2
5	GND
6	フライホイール・ダイオード
7	NC
8	スイッチング出力
9	NC
10	V_{IN}

- 回路の太線部分はプリント板レイアウトを太く短くすること
- L_1:トーキン・HP054(200μH)など
- ヒート・シンクの例:120cm², 厚さ2mmのアルミ板

〈写真 1〉 STK730 シリーズ

シリーズとして発売されています. このシリーズの品種とおおよその仕様を**表 1** に, また外観を**写真 1** に紹介します.

ここで使用する STK730C は同シリーズのひとつで, 出力が 5 V・5 A のものです. この IC の特徴は, 外付け部品が少ないことと効率が高いことです.

標準接続図を**図 4** に載せました. 過電流検出抵抗が(＋)のラインに入るように設計されているため, 入力側グラウンドと出力側グラウンドが共通にできます. したがって, トランスの 2 次側巻線が 1 本しかない場合でも複数の異なる出力電圧の IC が接続できます.

● L4970 を使用した 5～40 V・10 A チョッパ回路

SGS トムソンから, ワンチップの中にバイポーラ, CMOS およびパワー・スイッチとなる DMOS を集積したチョッパ IC が L497X シリーズとして発売されています. このシリーズの品種とおおよその仕様を**表 2** に載せました.

この IC の特徴は熱しゃ断回路が付いているため, ヒート・シンクの設計の際にマージンをそれほど考えなくてもよいという点と, ワンチップであることからコスト・メリットを期待できる点です.

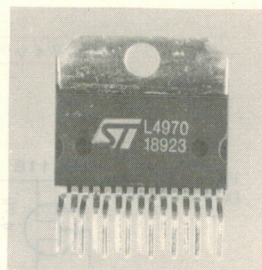
外観を**写真 2** に, 標準接続図を**図 5** に示します.

● YDS205 を使用した 5 V・2 A チョッパ回路

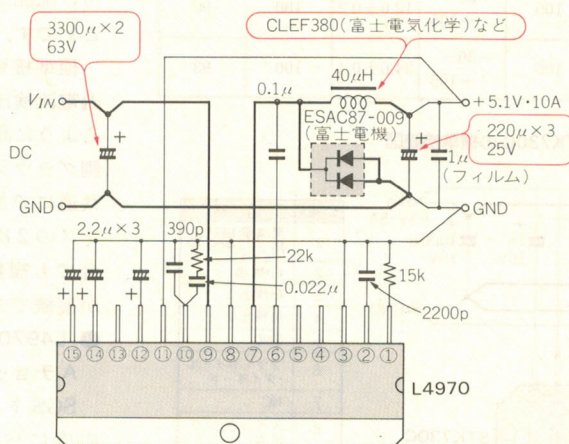
ユタカ電機からは, チョーク・コイルを内蔵した自励式チョッパが YDS シリーズとして発売されていま

〈表 2〉[3] ワンチップ・チョッパ L497X シリーズの特性

	L4970	L4977	L4975	L4974	L4972	L4972D
最大入力電圧	50V	50V	50V	50V	50V	50V
出力電圧	5.1V to 40V〔±2%(内部基準電圧誤差)〕					
最大出力電流	10A	7A	5A	3.5A	2A	2A
最大出力電力	400W	280W	200W	140W	80W	80W
パワー・スイッチング素子	DMOS ($R_{DS(ON)}$ 0.18Ω)					
スイッチング制御方式	パルス幅変調方式					
最高スイッチング周波数	500kHz	500kHz	500kHz	200kHz	200kHz	200kHz
効率:定格負荷時 (V_{IN}=35V, V_o=5.1V, 100kHz)	83%	84%	84%	84%	83%	83%
過電流保護	True Current Generator*					
ソフト・スタート	あり					
リセット回路	あり					
過電圧保護	なし					
パッケージ	Multiwatt15	Multiwatt15	Multiwatt15	Powerdip 16+2+2	Powerdip 16+2+2	S020L
最大熱抵抗 (ジャンクション-ケース間)	1℃/W	1℃/W	1℃/W	12℃/W	12℃/W	15℃/W

＊ピーク電流を制御すると同時に発振を 40kHz の間欠発振として過電流に対する保護を行っている

〈写真 2〉 L4970 の外観

〈図 5〉[3]
L4970 の標準接続図

ピン番号	名　称
1	発振周波数選択
2	〃
3	リセット入力
4	リセット出力
5	リセット・ディレイ
6	ブート・ストラップ用コンデンサ
7	スイッチング出力
8	GND
9	V_{IN}
10	周波数補償用CR
11	帰還入力
12	ソフト・スタート用コンデンサ
13	同期信号入力
14	基準電圧
15	起　動

- リセット回路は省略されている(③, ④ピン)
- 回路の太線部分はプリント板レイアウトを太く短くすること
- 発振周波数は①, ②ピンに接続されているRとCで決まる. 上の定数では200kHzとなる
- ヒート・シンクの例:180cm², 厚さ2mmのアルミ板

す. このシリーズの品種とおおよその仕様を**表 3** に, 外観を**写真 3** に示します.

YDS205 はこのシリーズのひとつで出力が 5 V・2 A です. この IC の特徴はチョーク・コイルとヒート・シンクが内蔵されているため, 入出力用電解コンデンサを外付けするだけでよいという点です. 標準接続図を**図 6** に紹介します.

● チョッパ用 IC を使用するときの注意

3 社のチョッパ用 IC を簡単に紹介しました. 長所, 短所はそれぞれもっとあるわけですが, 誌面の都合ですべての紹介はできませんでした. チョッパ用 IC を使用する場合は, IC メーカからアプリケーション・ノートを取り寄せて十分読んでください.

リニア・レギュレータと違って, 入力電圧は出力電圧の数倍から 10 倍にもなります. かりに 5 V 出力のチョッパ IC を入力 50 V で使用しているときにパワー・スイッチ部がショートしたとすると, 出力には 50 V もの過電圧が加わり, セットを一瞬にして破壊してしまいます.

また, コンパレータ部の一部がオープンになった場

〈表 3〉[4] チョーク・コイル内蔵チョッパIC YDSシリーズの特性

項目	記号	規格値												単位
		YDS105/YDS205			YDS112/YDS212			YDS115/YDS215			YDS124/YDS224			
		min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	min	typ	max	
直流入力電圧範囲	V_{IN}	10	—	30	16	—	35	19	—	35	28	—	40	V
設定出力電圧	V_{OUT}	4.9	5.0	5.1	11.7	12.0	12.3	14.7	15.0	15.3	23.5	24.0	24.5	V
出力電圧変動	V_{LINE}	50			100			150			150			mV
	V_{LOAD}	100			150			200			200			mV
効率	η	73			80			83			86			%

(a) 最大定格

項目	記号	定格値		単位
		YDS100 シリーズ	YDS200 シリーズ	
直流入力電圧*	V_{IN}	30V, 35V, 40V		V
直流出力電流	I_{OUT}	1.0	2.0	A
動作温度	T_{OP}	−10〜+80		℃
保存温度	T_{stg}	−20〜+120		℃

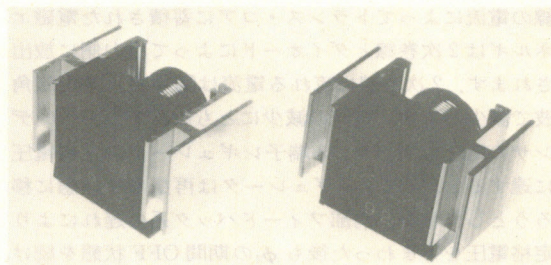
(b) 電気的特性

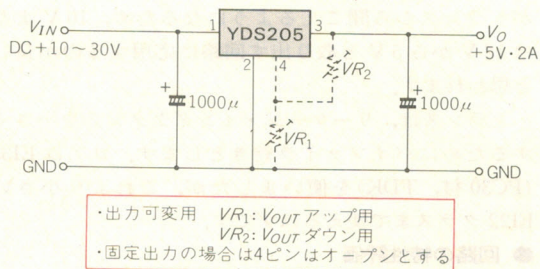
* YDS105/205 が 30V, YDS112/212/115/215 が 35V, YDS124/224 が 40V

〈写真 3〉 YDS200 シリーズ

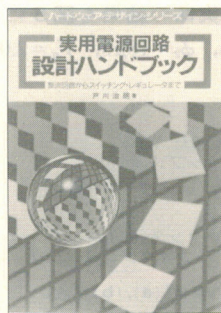
〈図 6〉 YDS205 の標準接続図

V_{IN} DC+10〜30V
YDS205
1 2 3 4
V_O +5V・2A
1000μ
1000μ
VR_1
VR_2
GND
GND

・出力可変用　VR_1: V_{OUT} アップ用
　　　　　　　VR_2: V_{OUT} ダウン用
・固定出力の場合は4ピンはオープンとする

合も，出力に過電圧が発生します．

チョッパは回路の中のスイッチング・デバイスの位置，チョーク・コイルの位置からしてノイズを抑えやすいスイッチング・レギュレータのひとつです．しかし，プリント基板上のレイアウト(アート・ワーク)が悪いとノイズを抑えることができません．特に大電流が流れるスイッチング・トランジスタとダイオードおよび入出力コンデンサ間のパターンは，太く短くすることを優先する必要があります．ジャンパ線をなくすために，無理な回り込みパターンを作るとノイズは小さくなりません．

また，大電流が流れているグラウンド・ラインの中間に，小信号系のグラウンドを落とすのもノイズ対策上よくありません．小信号系のグラウンドは，出力側グラウンドの一点に集中するようなパターンの設計が必要です．

◆引用文献◆

(1) STK730 シリーズ，三洋半導体開発速報，No.＊ S-P2，5230.
(2) STK730C，三洋半導体開発速報，No.＊ S-P2，D129.
(3) The L4970 Switching Regulator IC Family データブック，1989，SGS-Thomson Microelectronics.
(4) IC Switching Regulators YDS Series カタログ，㈱ユタカ電機製作所.

Appendix 2

5V・0.3A，5V・0.7A

3端子レギュレータを使ったチョッパ型SWレギュレータの製作

● 3端子レギュレータを発振させる

図1(a)は東芝の78005APとリンギング・チョーク・トランスの組み合わせによるチョッパ回路であり，図1(b)はTI(テキサス・インスツルメンツ)の78M05Cとリンギング・チョーク・トランスにさらに正帰還回路を組み合わせたチョッパ回路です．

これらのチョッパ回路の特徴はシンプルという点だけでなく，3端子レギュレータの過電流保護や熱保護がそのまま利用できるという点にあります．12V入力条件で使用すると，I_{S1}(過電流保護が効き始める電流)の半分の出力電流まで途中異状発振を起こすことなく動作します．入力電圧が9V以下になると発振音がトランスから聞こえるようになるため，10Vまたは12Vから5Vと取り出す回路に応用するのが良いと思われます．

トランスは，リーケージ・インダクタンスを小さくするためにバイファイラ巻きとします．コアはEI33(PC30材，TDK)を使いましたが，これより小さいEI22クラスまで使えるはずです．

● 回路の特性評価

回路特性の測定結果を図2(a)～(d)に示します．出力リプルがやや大きいと思われる場合は図3のように電解コンデンサを追加してください．3端子レギュレータ出力端子の電解コンデンサを大きくすると発振の周期が少し変わりますので，図3のようにチョークを入れてからコンデンサを追加してください．このときチョークのシリーズ抵抗のため，わずかながら電圧が下がります．ドロップが大きすぎる場合はチョークの線径を太くしてください．

● 発振のメカニズム

図1(a)において，3端子レギュレータは出力電圧が定格電圧(この場合5V)以下になると入出力間インピーダンスが下がり，ON状態になり，逆に定格電圧以上になると入出力間インピーダンスが上がり，OFF状態になる特性をもっています．

今，出力電流が流れると，その電流を補うため，トランス1次巻線と3端子レギュレータを通る電流が流れます．この電流はトランス1次巻線のインダクタンスにより，図4に示すような三角波で増加します．電流の増加にともなって出力コンデンサの電圧も上がり，3端子レギュレータの定格電圧に達すると3端子レギュレータはOFF状態に移ろうとします．このとき内部フィードバック系の遅れにより定格電圧に達した後も，ϕ_1の期間ON状態を続け，そのぶん出力電流を押し上げます．

3端子レギュレータがOFF状態になると，1次巻線の電流によってトランス・コアに蓄積された電磁エネルギは2次巻線とダイオードによって出力側に放出されます．2次巻線に流れる電流は図4のような三角波で減少します．電流の減少にともなって出力コンデンサの電圧も下がり，3端子レギュレータの定格電圧に達すると，3端子レギュレータは再びON状態に移ろうとしますが，内部フィードバック系の遅れにより定格電圧を下まわった後もϕ_2の期間OFF状態を続け，そのぶん出力電圧を下げます．

発振の周期をTとするとTはϕ_1とϕ_2により次のように表されます．

$$\frac{V_O}{V_{IN}-V_d}=\frac{T-T_{OFF}}{T} \quad \cdots\cdots(1)$$

$$\frac{V_O}{V_{IN}-V_d}=\frac{\phi_1}{\phi_1+(T_{OFF}-\phi_2)} \quad \cdots\cdots(2)$$

(1)式と(2)式からT_{OFF}を消去して，

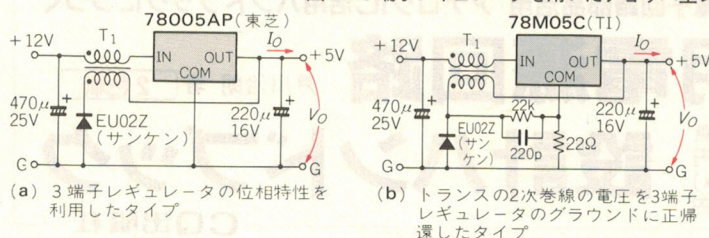
$$T=\frac{V_{IN}-V_d}{V_O}\cdot\phi_1+\frac{V_{IN}-V_d}{V_{IN}-V_d-V_O}\cdot\phi_2 \quad \cdots\cdots(3)$$

を得ます．ここで，V_dは3端子レギュレータの最低動作入出力間ドロップ電圧です．

ϕ_1およびϕ_2は出力電流，温度などにより多少変わりますが，入力電圧に対する発振周期の変化を見るため，定数を入れた(3)式の値と実測の結果を図5に示します．式の計算は$\phi_1=10\mu s$，$\phi_2=18\mu s$，$V_d=2.0V$，

〈図1〉3端子レギュレータを用いたチョッパ型レギュレータの回路

(a) 3端子レギュレータの位相特性を利用したタイプ

(b) トランスの2次巻線の電圧を3端子レギュレータのグラウンドに正帰還したタイプ

コア：EI33(PC30材，TDK)
スペース・ギャップ：0.3mm
巻数 1次：45t，2次：45t　バイファイラ巻き
線径：0.35mmφ
(1次インダクタンス：600μH，リーケージ・インダクタンス：1μH)

トランスT1の条件[(a)，(b)共通]

〈図2〉製作したチョッパ方式レギュレータ(図1)の特性

(a) 負荷電流I_Oと出力電圧V_O

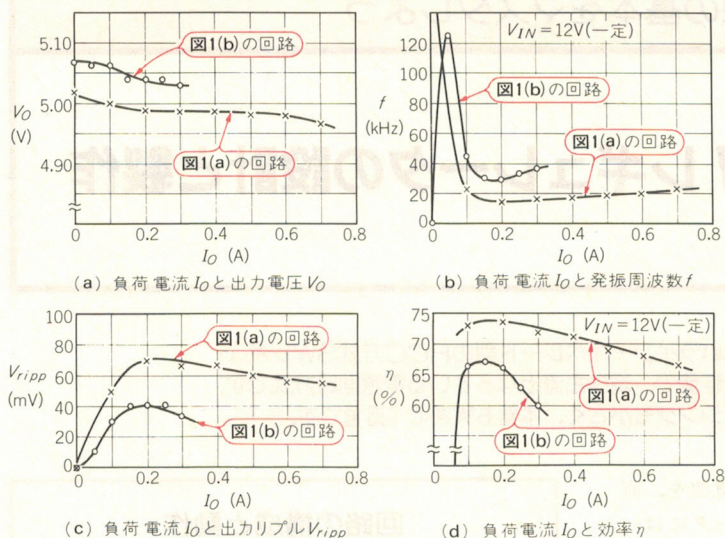
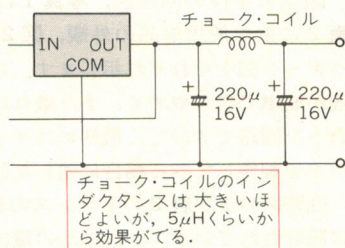
(b) 負荷電流I_Oと発振周波数f

(c) 負荷電流I_Oと出力リプルV_{ripp}

(d) 負荷電流I_Oと効率η

〈図3〉出力リプルの低減法

〈図4〉図1(a)の回路の動作波形

〈図5〉図1(a)の回路の発振周期Tの実験値と計算値の比較

V_o=5.0Vとして行いました．また実測は図1(a)の回路により，I_O=0.5Aとして行いました．図5によってTのV_{IN}に対する変化のようすがわかります．

次に図1(b)の回路の説明をします．出力電流I_Oが流れるとトランス1次巻線には，$V_{IN}-(V_O-V_d)$の電圧が加わります．

トランスの2次巻線には$n_2/n_1\times\{V_{IN}-(V_O+V_d)\}$の電圧がドット・マークのある端子を正として発生します．ここで，n_1とn_2はそれぞれトランスの1次と2次の巻線ですがここでは同じ巻数ですから，$V_{IN}-(V_O+V_d)$となります．2次巻線の一方の端子が出力に接続されているため，ドット・マークのある端子の電圧は，$V_{IN}-V_d$となります．

この電圧による3端子レギュレータのグラウンド端子(COM)の電圧上昇分は，22kΩと22Ωの抵抗比から，ほぼ$(V_{IN}-V_d)$mVと表すことができます．

3端子レギュレータに電流が流れ始めると，出力電圧が定格電圧より$(V_{IN}-V_d)$mVだけ高くなるまで流れ続けることになります．出力電圧がこの少し高い電圧に達すると3端子レギュレータはOFF状態に移ります．その際，図1(a)について説明したように系の遅れも加わり，電流はさらに流れ続けます．

3端子レギュレータがOFF状態になると，1次巻線によってトランスのコアに蓄積されたエネルギは2次巻線とダイオードにより出力側に放出されます．このとき図1(a)の場合と同様に出力電圧は下がりますが，2次巻線に発生する電圧はドット・マーク側が負となるため，3端子レギュレータのグラウンド端子の電圧上昇分がなく，ほぼ定格電圧まで下がります．そこでON状態に移りますが，系の遅れによりさらに電圧が下がったところで3端子レギュレータはON状態となります．このように2次巻線と2本の抵抗による正帰還回路によって発振が継続されます．

● 他のレギュレータの使用

他社の3端子レギュレータでは，松下電子工業の78M05と78L05が図1(a)で動作しました．またモトローラの78L05は図2(b)で動作しました．そのほかの3端子レギュレータもどちらかの回路でチョッパ動作をすると思いますが，場合によってはトランスのインダクタンスや正帰還用の抵抗とコンデンサおよび出力の電解コンデンサの値を変える必要があるかもしれません．

これらのアイデアは特許が出願されているようですが，大変興味深いので紹介しました．

第5章

5V・3A, 6V・2.5A, 8V・2A, 9V・1.8A, 12V・1.4A, 15V・1.2A, 24V・0.8A

絶縁型スイッチング電源の基本をマスタしよう

RCC方式SWレギュレータの設計と製作

ACトランスを使わないライン・オペレート型のRCC方式SWレギュレータは，大変に小型軽量で，現在主流となっている電源回路方式です．高効率のためヒート・シンクも小さく，本器も実測で136gです．

ACライン入力をそのまま整流平滑した直流を，直接ON/OFFするスイッチング・レギュレータには，RCC，FCCなどのいろいろな回路方式がありますが，自励式のRCC(リンギング・チョーク・コンバータ)がもっともシンプルな回路構成で，ディスクリート回路で設計製作するのに適しています．

低損失リニア・レギュレータやチョッパ型スイッチング・レギュレータと大きさ，効率などを比較しやすいように，ここでも出力が5V・3Aのものを紹介することにします．

また，トランスの巻数の変更により，6V，8V，9V，12V，15V，24Vの各電圧出力を得られるようにしました．

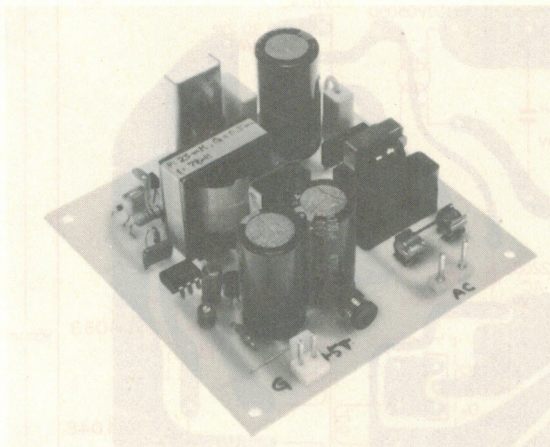
回路の構成と動作

図1に全体の回路図，**写真1**に完成した電源，**写真2**に主な使用部品の外観，図2にプリント基板のパターン図をそれぞれ示します．この回路は，動作原理が簡単で作りやすく，また壊れにくいという目的に合った回路ですので，最初にスイッチング・レギュレータを製作してみる場合に適した回路です．

回路図および**表2**のトランスの巻き方は5V・3A用に設計されていますが，ほかの電圧が必要な場合は表1にしたがって変更することにより，希望の電圧が得られます．一般的に低い出力電圧の回路を製作するほうが難しいといえます．

電源を作るには，まず部品をそろえなければなりませんが，安全規格を満足していなければならない部品

〈図1〉 5V・3A RCC方式スイッチング・レギュレータの回路

や表面上のスペックだけでは十分か不十分かわからない部品もあります．そこで，回路を図3の各ブロックに分けて働きを説明します．

〈写真1〉RCC方式スイッチング・レギュレータ

● ACライン・フィルタ

ACライン・フィルタは外来ノイズと，みずから出すノイズの両方を減衰させる回路です．その基本構成は図4(a)のように，Xキャパシタと Yキャパシタとコイルからなっています．ライン間にクロスして入るXキャパシタは，図4(b)のようにノーマル・モード・ノイズ(ノイズ源が2本のライン間に存在しているノイズ)を吸収する働きをします．

また，2本のラインとグラウンド間にY字型に接続されるYキャパシタとコイルは，図4(c)のようにコモン・モード・ノイズ(ノイズ源がラインとグラウンド間に存在しているノイズ)を減衰する働きをします．

これらのコンデンサとコイルは，直接ACラインに接続されるため安全規格があります．図1の回路は日本と米国で使えるように設計されていますので，コンデンサについては写真2(a)と(c)のようなUL認定品を使うのがよいでしょう．またコイルは㈱トーキンのもので，ULマークは付いていませんが，仕様およ

(e) 電解コンデンサ 100μF/200V (マルコンUSMシリーズ)

(h) フィルム・コンデンサ 0.022μF/400V (マルコン DFDAシリーズ)

(d) 整流ブリッジ S1VBA40(新電元)

(i) セラミック・コンデンサ330pF/1kV(村田DEシリーズ)

(j) トランス(製作したもの)

(k) ショットキ・バリア・ダイオード ESAC82-004 (富士電機)

(a) フィルム・コンデンサ 0.1μF/AC125V (マルコン AANAシリーズ UL規格品)

(m) チョーク・コイル 10μH

(l) 電解コンデンサ 4700μF/16V (マルコンUSMシリーズ)

(n) フォト・カプラ PC111(シャープ)

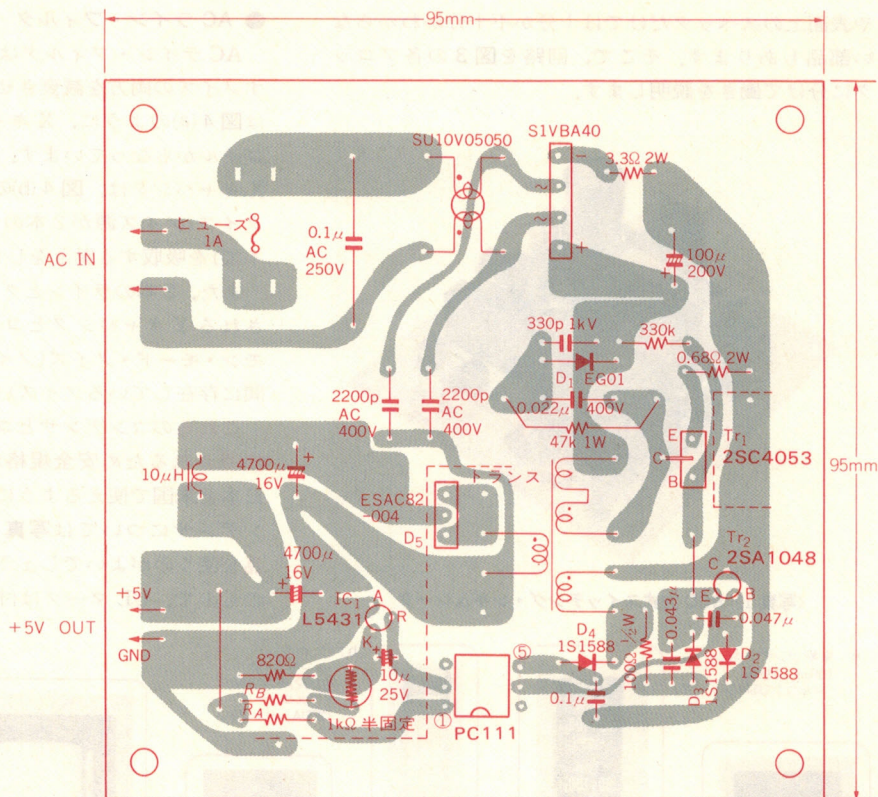
(b) コイル SU10V05050 (トーキン)

(c) セラミック・コンデンサ 2200pF/AC250V (村田DEシリーズ UL規格品)

(f) メタル・プレート・セメント抵抗 0.68Ω/2W

(g) スイッチング・トランジスタ 2SC4054(新電元)

〈写真2〉図1の回路の主要部品

〈図 2〉
RCC 方式スイッチング・レギュレータのプリント基板パターン図
(パターン面，原寸)

〈表 1〉 **RCC 方式スイッチング・レギュレータの出力電圧・電流の変更と回路の変更箇所**

出力＼変更	回路の変更箇所						トランスの変更箇所		
	2次側整流ダイオード	R_A	R_B	VR	2次側平滑コンデンサ トランス側	2次側平滑コンデンサ 出力側	Sの巻数		Sの線径
5V・3.0A	ESAC82-004	100Ω	560Ω	500Ω	4700μF/16V	4700μF/16V	8回	往8回 復―	1.2mmφ
6V・2.5A	同　上	330Ω	910Ω	500Ω	同　上	同　上	9回	往9回 復―	1.1mmφ
8V・2.0A		560Ω	1.5k	1k			12回	往6回 復6回	0.7mmφ×2本
9V・1.8A		820Ω	1.5k	1k		2200μF/16V	14回	往7回 復7回	0.65mmφ×2本
12V・1.4A	ESAB85-009	1k	2.7k	1k	3300μF/25V	470μF/25V	18回	往9回 復9回	0.55mmφ×2本
15V・1.2A		2.2k	3k	2k			23回	往12回 復11回	0.75mmφ
24V・0.8A	ERC35-02	3.3k	5.6k	3k	2200μF/35V	330μF/35V	36回	9回を2往復	0.35mmφ×3

び材質はUL規格を満足しています．このコイルの仕様を図5に示しました．

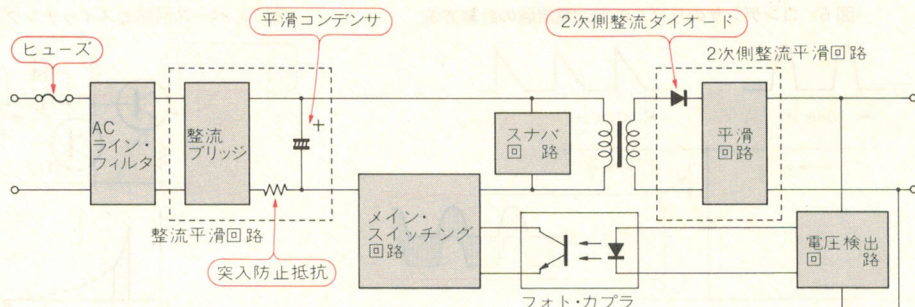
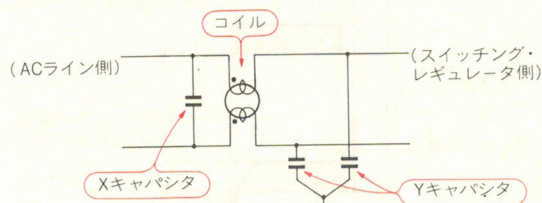
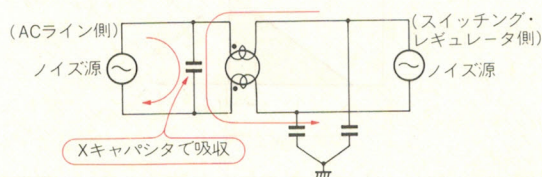
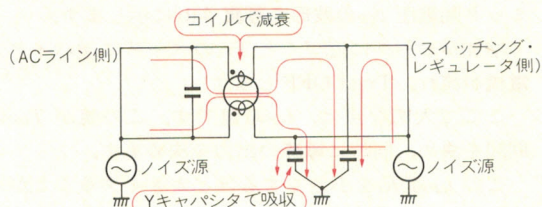
● **整流平滑回路**

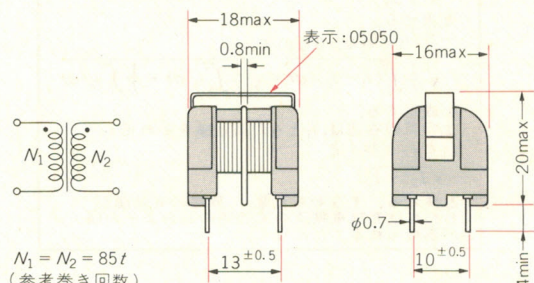
整流平滑回路は整流ブリッジ，突入電流防止抵抗と電解コンデンサから構成されています．

整流ブリッジは出力電流，突入電流，および耐圧などの特性から決めます．ここでは新電元のS1VB40を使用しました．

突入防止抵抗の値は整流ブリッジの順方向サージ電流の値，および電源の仕様に突入電流の最大値が定められている場合にはその値に基づいて決めます．

平滑コンデンサの決定方法はリニア・レギュレータ

〈図3〉
RCC方式スイッチング・レギュレータのブロック図

〈図4〉 ACライン・フィルタの働き

(a) ACライン・フィルタの構成

(b) ノーマル・モード・ノイズ電流の流れ

(c) コモン・モード・ノイズ電流の流れ

〈図5〉[1] ACライン・フィルタ用コイルSU10V05050(トーキン)の仕様

(a) 回路構成　(b) 外形寸法

1	インダクタンス	≧5.0mH(at 1kHz, HP4261Aまたは相当品)
2	定格電流・電圧	0.5A・250V(50/60Hz)
3	直流抵抗	≦1.8Ω(1ライン)
4	絶縁耐圧	N_1-N_2間にAC2000Vを1分間印加し,異常のないこと
5	絶縁抵抗	≧100MΩ(N_1-N_2間にDC500V印加)
6	使用温度範囲	−25〜+80°C(耐熱区分E種120°C)
7	温度上昇	≦40 deg(定格電流通電時)
8	外観	使用上有害なる異物の付着,および損傷のないこと
9	絶縁距離	沿面距離(N_1-N_2)≧2.4mm
		空間距離(N_1-コア)+(N_2-コア)≧2.4mm

(c) コイルの特性と仕様

の場合と異なります.リニア・レギュレータでは,平滑後のリプル下限の値が問題になりましたが,スイッチング・レギュレータでは,電解コンデンサの最大リプル電流が問題となります.そこで,電解コンデンサの充電電流の実効値と放電電流の実効値を求める必要があります.この計算方法を図6に示します.実際のコンデンサのリプル電流は**写真3**のようになります.

充放電電流の実効値を求める方法としては,O.H. Schadeのグラフを利用する方法とコンピュータで近似計算を行う方法があります.この充放電電流の求め方はAppendixで説明することにします.

こうして求めたリプル電流は,電解コンデンサの許容リプル電流以下になっている必要があります.

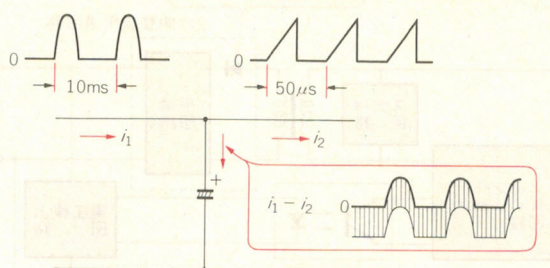
● メイン・スイッチング回路

メイン・スイッチング回路は,出力に安定した電圧を供給するために整流平滑された直流をON/OFFする回路で,スイッチング・レギュレータのもっとも重要な部分です.

RCC方式では,入力電圧の変動と出力電流の変動に対して定電圧制御を行うために,常に発振周波数とデューティ比の両方が変化します.

出力電流が大きいときには,発振周波数が低く(スイッチング周期が長く)なり,入力電圧が小さいときにはデューティ比(T_{ON}期間の比率)が大きくなります.ON/OFFによってどのように定電圧化されるかについては,Appendixで詳しく紹介します.

また定性的な説明を65ページのコラムで行いまし

〈図6〉 コンデンサのリプルの実効電流値の計算方法

充放電電流の実効値(リプル電流)は,

$$\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T(i_1-i_2)^2dt} \quad T:\text{交流の周期}$$

と表せる.

一方, $i_1>0$, $i_2>0$ なので,

$$\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T(i_1-i_2)^2dt}<\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_1{}^2dt+\frac{1}{T}\int_0^T i_2{}^2dt}$$

が成立する.

上の式の右辺は, i_1 と i_2 の実効値をそれぞれ I_1 と I_2 とおくと

$$\sqrt{I_1{}^2+I_2{}^2}$$

と表せる. すなわち充電, 放電の実効値がわかれば充放電電流の実効値のおおよその値が求められることになる.

〈図7〉 ベース回路とスイッチング・トランジスタの動作波形

た. ここでは, 製作する回路が具体的にどのような動作をしているのかを説明します.

▶スイッチング・トランジスタのベース電流と T_{ON} 波形

RCC方式では, スイッチング・トランジスタのコレクタ電流 i_C のピーク値 i_{CP} は電源の出力電力を決定する値です. この i_{CP} は, ベース電流 i_B とトランジスタの蓄積時間 t_{stg} によって決まります.

ベース駆動回路と電流波形のようすを**図7**に示します. まず帰還巻線P'に発生する順方向電圧により, トランジスタ Tr_1 のベースには, C_1 と R_1 の時定数による減衰電流が流れます. C_1 の両端の電圧がダイオード D_3 の順方向電圧 V_F に達すると, 電流は D_3 と R_1 によって流れます. ベース電流はそれらの合成されたものとなります. ベース電流波形を**写真4**(a)に示します.

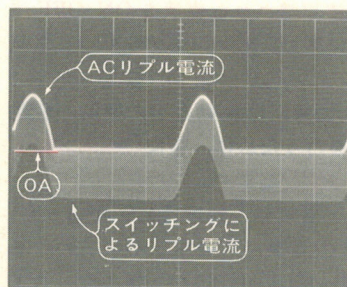
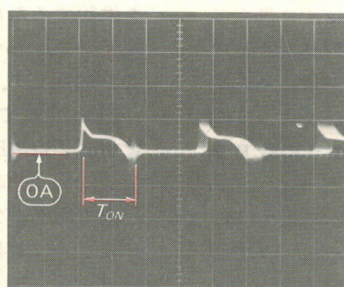
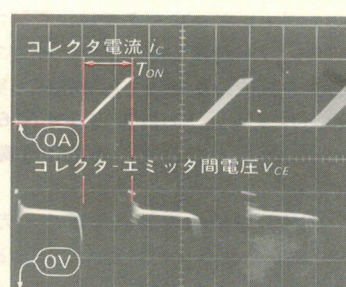
一方コレクタ電流 i_C は, 図に示したようにベース電流の h_{FE} 倍 $(i_B \times h_{FE})$ まで増加した後も, Tr_1 の蓄積時間 t_{stg} の間, 増加を続けます. この i_C とコレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} の波形を**写真4**(b)に示します.

増加がピークに近づくと Tr_1 のベースに逆バイアス電流が流れ, Tr_1 はOFFします.

ここで大切な点は, i_{CP} の値です. この値が T_{ON} の期間を決め, 同時に電源の出力を決めます.

この i_{CP} は R_1 を小さくするほど大きくすることができます. そこで, この値は入力AC電圧が最小のときにも必要な最大出力が得られる値にします. R_1 の決定法はAppendixで説明します.

▶スイッチング・トランジスタのベース電流制限回路

AC入力電圧が最小のときにも最大出力を取り出せ

〈写真3〉 AC電流平滑コンデンサのリプル電流波形(AC100V, I_O=3Aのとき. 0.5 A/div, 2 ms/div)

(a) ベース電流波形 (0.1 A/div, 10 μs/div)

(b) コレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧(上：0.5 A/div, 下：100 V/div, 各：10 μs/div)

〈写真4〉 スイッチング・トランジスタ Tr_1 の動作波形(AC100 V, I_O=3 Aのとき)

るようにR_1を決めると，こんどは入力電圧が高いときや，出力電流が下がったときに，ベース電流の不要な分を別回路に流してやる必要があります．

図８はこの不要となったベース電流をTr_2に流す回路で，入力電圧の変動や出力電流の変動に対して出力電圧を一定に保つ働きをしています．

この回路ではTr_2がPNPトランジスタとなっています．NPNトランジスタを使った回路もありますが，PNPトランジスタを使うほうが過電流保護回路が簡単になります．

この回路において，D_4とC_2は，Tr_2のベース電流を制御するフォト・カプラの電源を作り出しています．C_2には負の定電圧が充電されています．

出力電圧が少し上昇するとフォト・カプラのLEDの光量が増し，フォト・トランジスタのコレクタ電流が増えます．その結果，Tr_2のコレクタ電流が増え，Tr_1のベース電流が減るという負帰還のクローズド・ループを形成しています．

定電圧制御を行っているときのTr_2は能動領域にあり，コレクタ-エミッタ間が一種の可変抵抗になっていると考えることができます．

Tr_1のベース電流i_Bが減ると，コレクタ・ピーク電流i_{CP}も減りますが，同時にT_{ON}の期間も短くなります．T_{ON}は入力電圧が高くなるにしたがって短くなり，また出力電力が下がるにしたがって短くなります．すなわち，入力電圧最大，出力電力最小でT_{ON}は最小となるわけです．しかし，ベース電流を下げていっても最終的にTr_1の蓄積時間t_{stg}のON期間が残ってしまいます．したがって，ON期間をどこまでも小さくするわけにはいきません．

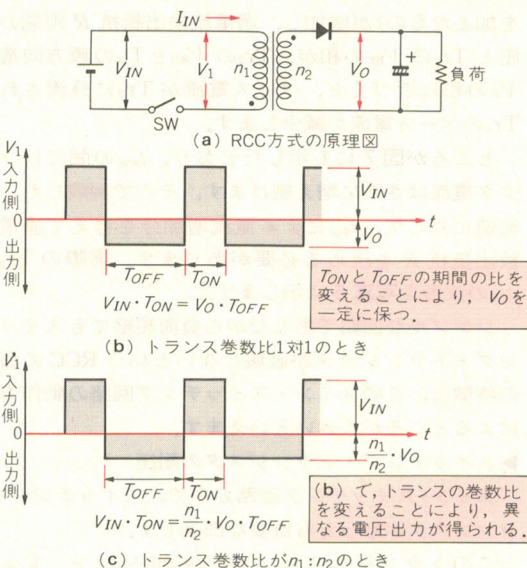
そこでT_{ON}が最小値となる入力電圧や出力電流のリミットを，入力電圧がオーバしたり，出力電流が下がったりすると，正常な発振を維持できず，図９のような間欠発振(Intermittent Oscillation)が生じます．

RCC方式の定電圧制御のしくみ

■ 入力電圧の変化に対しては

図A(a)にRCCの原理図を示します．回路図のスイッチがONしている期間をT_{ON}，OFFしている期間をT_{OFF}とすると，1次巻線に発生する電圧は図Aの(b)または(c)のように表すことができます．

巻線比が1対1のときは，T_{ON}と入力電圧の積に対してT_{OFF}と出力電圧の積が一定になるように動作します．

〈図A〉RCC方式の入力電圧の変化に対する定電圧動作原理

また，巻数比が異なる場合は図(c)の式で表される電圧の関係になります．入力電圧の変動に対しては，T_{ON}とT_{OFF}の比を変えることによりV_Oを一定に保つことができることがわかります．

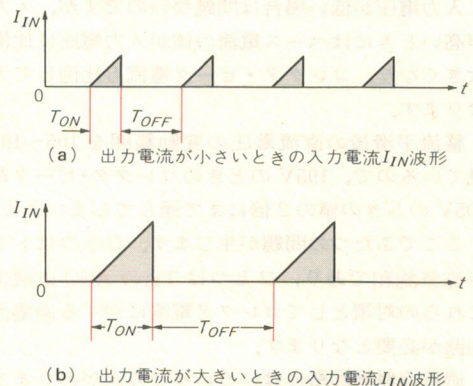
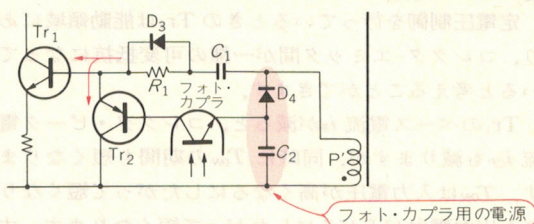
■ 出力電流の変化に対しては

一方，出力電流の変動に対してはT_{ON}とT_{OFF}の比は変えず，T_{ON}のみを制御してV_Oを一定に保っています．

図Bの(a)と(b)に出力電流の変動に対するT_{ON}の変化のようすを示します．出力電流が増えると，入力電流も比例して増やさなければならずT_{ON}は長くなります．この図の三角波の面積を時間で割った値が入力平均電流となります．

〈図B〉RCC方式の出力電流の変化に対する定電圧動作原理

(a) 出力電流が小さいときの入力電流I_{IN}波形

(b) 出力電流が大きいときの入力電流I_{IN}波形

〈図8〉スイッチング・トランジスタのベース電流とコレクタ電流

（a）ベース電流をTr2に流す回路

（b）i_Bとi_Cの関係

〈図9〉間欠発振の例

〈図10〉ブリーダ抵抗による無負荷時の間欠発振の防止回路

この状態のスイッチング・トランジスタの v_{CE} 波形を**写真5**(a)，(b)に示します．

このような間欠発振が起こるとトランスから音が聞こえるようになります．

バイポーラ・トランジスタによるスイッチング・レギュレータには，必要な最小負荷電流がどうしても存在します．この最小負荷電流をゼロにしたい場合は，最小負荷電流に相当する電流をブリーダ抵抗で消費させるようにします(**図10**)．

▶過電流保護回路

メイン・スイッチング回路には，スイッチング・トランジスタ(Tr_1)を保護する回路も含まれています．

パワー・スイッチを入れた瞬間や出力が短絡したときは，フォト・カプラの働きが止まり，Tr_2は遮断状態となってしまいます．そのためベース電流はすべてTr_1のベースに流れ込みます．

入力電圧が低い場合は問題ないのですが，入力電圧が高いときにはベース電流の値が入力電圧に比例して大きくなり，コレクタ・ピーク電流も比例して大きくなります．

整流平滑後の直流電圧の変動範囲を105～195Vと見ているので，195Vのときのコレクタ・ピーク電流は105Vのときの値の2倍にまで達してしまいます．

ここでふたつの問題が生じます．ひとつはトランスの磁気飽和であり，ひとつはTr_1のASO破壊です．これらの対策としてコレクタ電流に対する過電流保護回路が必要となります．

過電流保護回路にはいろいろな方式があります．これらを**図11**(a)～(c)に示します．もっとも一般的なものは図(a)の回路で，専用の過電流保護トランジスタを使います．図(b)はトランジスタの代わりにダイオード2本を利用したものです．図(c)はベース電流制御トランジスタに保護回路を兼ねさせたものです．

今回使った保護回路は，**図12**(a)のような回路で**図11**(a)～(c)とは異なっているようにみえますが，少しずつ共通点があります．

この回路の特徴は，ベース電流制御トランジスタTr_2に保護を兼ねさせていますが，過電流制限がシャープに効くところにあります．

動作を**図12**(a)と(b)に示します．スイッチング・トランジスタTr_1のコレクタ電流(厳密にはベース電流を加えたもの)が増加し，過電流検出抵抗 R 両端の電圧とTr_1の V_{BE} の和が，Tr_2の V_{BE} とD_2の順方向電圧 V_F の和に近づくと，ベース電流がTr_2に分流され，Tr_1のベース電流が減少します．

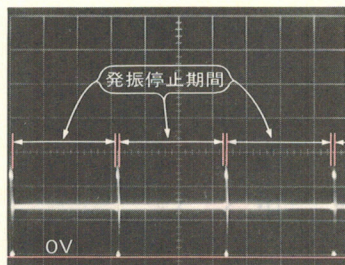
ところが**図7**にも示したとおり，t_{stg} の間だけコレクタ電流はさらに増え続けます．そこで制限したい電流値に対して，t_{stg} による電流増加分を考えて過電流検出抵抗 R を決める必要があります．実際のTr_2の v_{CE} の波形を**写真6**に示します．

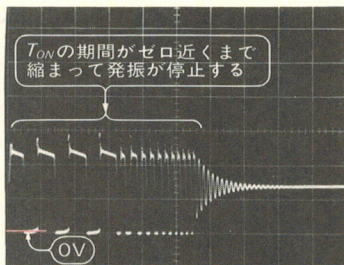
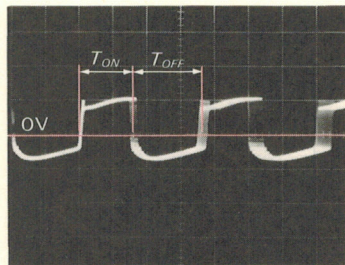
シンプルな回路でありながら負荷短絡でもスイッチング・トランジスタが破壊しないというRCCの最大の特徴は，このメイン・スイッチング回路の動作方式によるところが大きいといえます．

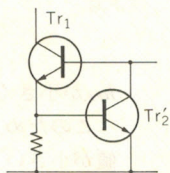
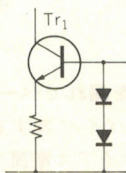
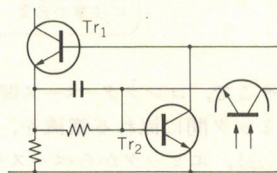
▶スイッチング・トランジスタの耐圧

メイン・スイッチング回路の中で，スイッチング・トランジスタがもっとも重要な部品です．

このトランジスタは，V_{CEO}が400V以上，V_{CBO}が500V以上，I_Cが3～5A程度のものから選びます．

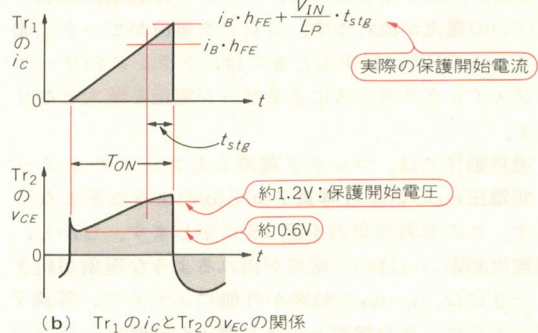
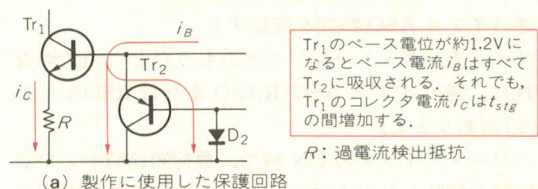
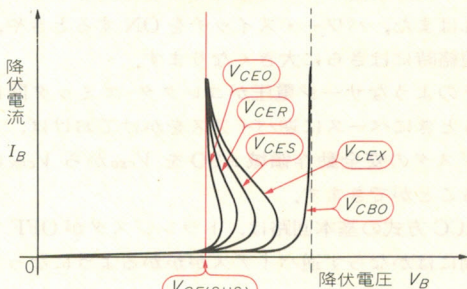
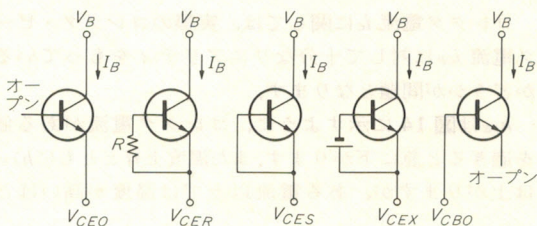
(a) 100 V/div, 5 ms/div

(b) (a)を拡大したもの(100 V/div, 50 μs/div)

〈写真5〉間欠発振のようす(縦軸：スイッチング・トランジスタの v_{CE}. AC100 V, I_0=0.03 A)

〈写真6〉Tr_2のコレクタ-エミッタ間電圧波形(1 V/div, 10 μs/div)

〈図11〉過電流保護回路の例

(a) トランジスタによる保護回路

(b) ダイオード2本による保護回路

(c) ベース電流制御トランジスタ(Tr_2)に保護を兼ねさせた回路

〈図12〉過電流保護開始のときのコレクタ電流とベース電位(Tr_2の v_{CE})の波形

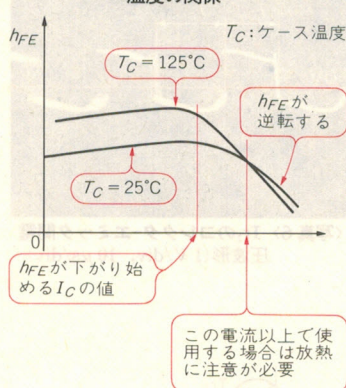
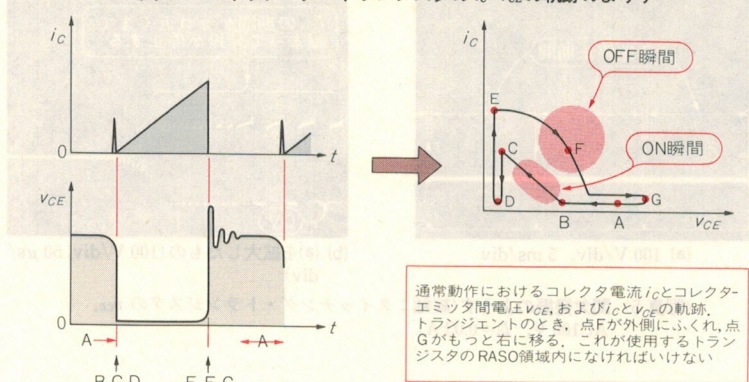
(a) 製作に使用した保護回路

(b) Tr_1のi_CとTr_2のv_{EC}の関係

〈図13〉トランジスタの耐圧(降伏電圧)の種類とそれらの相互の関係

(a) サスティン電圧$V_{CE(SUS)}$と各耐圧の関係

(b) それぞれの耐圧の測定方法

V_{CEO}とV_{CBO}はトランジスタの耐圧を示す最大定格で，I_Cはコレクタ電流の最大定格です．

また耐圧を表すのに，V_{CER}，V_{CES}，V_{CEX}，$V_{CE(SUS)}$という別な記号があります．これらの関係を図13に示します．V_{CBO}以外は，降伏電流が増えた場合，すべて$V_{CE(SUS)}$(サスティン電圧)に漸近線を描いて近づきます．

降伏電流が小さい領域でそれぞれの耐圧の関係がV_{CEO}＜V_{CER}＜V_{CES}＜V_{CEX}となるのは，トランジスタ・チップのコレクタ-ベース間の絶縁膜表面を流れる漏れ電流によります．

コレクタ-ベース間の絶縁膜表面に流れる電流が小さい場合でもベース-エミッタ間を順バイアスし，コレクタ-エミッタ間にh_{FE}倍の電流を流す結果になります．同じタイプのトランジスタでもh_{FE}が高いほどV_{CEO}が低くなる傾向にあります．

そこで, コレクタ-ベース間の表面を漏れてベース-エミッタ間に流れる電流を, 抵抗でバイパスするか(V_{CER}), エミッタからベースへの逆バイアス電流で打ち消すことにより(V_{CEX}), コレクタ-エミッタ間の降伏電圧を V_{CEO}以上とすることができます.

スイッチング・トランジスタがON状態からOFFになる瞬間にコレクタ-エミッタ間に加わる電圧は, サージ成分を含んでいるのでもっとも大きくなります. これはまた, パワー・スイッチをONするときや, 負荷短絡時にはさらに大きくなります.

そのようなサージ電圧がコレクタ-エミッタ間に加わるときにベースに逆バイアスをかけておけば, トランジスタの安全動作領域ASOを V_{CEO}から V_{CEX}に広げることができます.

RCC方式の基本回路は, トランジスタがOFFする瞬間にはかならず逆バイアスがかかるようになっています.

▶スイッチング・トランジスタのコレクタ電流と h_{FE}

コレクタ電流 i_Cに関しては, 実際のコレクタ・ピーク電流 i_{CP}に対して十分なリニアリティをもっているかどうかが問題となります.

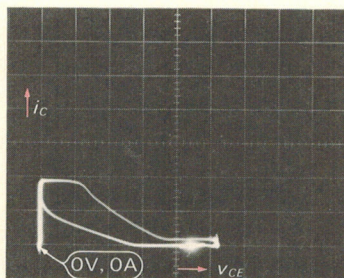
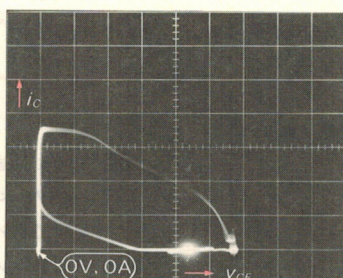
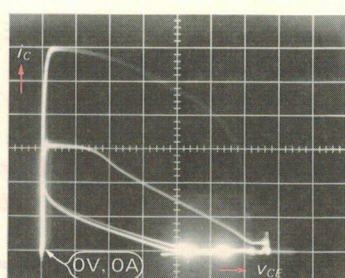
h_{FE}は図14に示すように, コレクタ電流がある値を過ぎると急に下がります. また温度上昇とともにh_{FE}は上がりますが, ある電流以上では温度が高いほどh_{FE}が小さくなる逆転現象が見られます.

このため h_{FE}の温度特性が逆転するコレクタ電流の値が小さいトランジスタを使う場合は, 放熱に特に注意する必要があります. その理由はトランジスタの温度が上昇して h_{FE}が下がると, ロスが増えてますます温度が上がるからです. 図1の回路で使った新電元の2SC4054は, この回路におけるコレクタ・ピーク電流でも h_{FE}の温度特性が逆転することがありません.

▶逆バイアスASO特性を確認する

スイッチング・トランジスタのもうひとつの大切な特性に, 逆バイアスASO(RASOまたはRSOAともいう)があります.

パワー・スイッチのON時や, 負荷短絡時および負荷短絡が解除したときには, コレクタに過電流制限いっぱいの電流が流れます. コレクタ電流がピークに達してからOFFに転ずるときには, トランスのリーケージ・インダクタンスによるサージ電圧も最大となります.

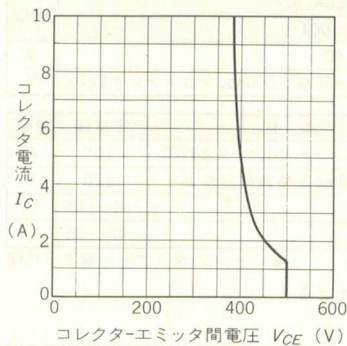
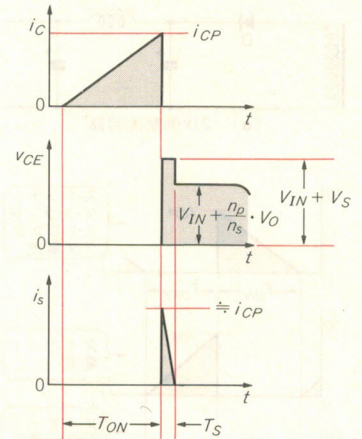
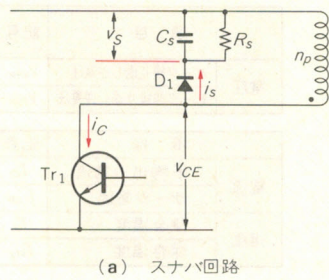
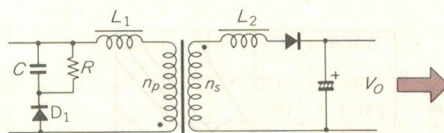
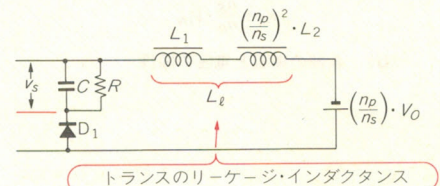
通常動作では, コレクタ電流 i_Cとコレクタ-エミッタ間電圧v_{CE}の軌跡は写真7(a)と(b)のような形となります. この写真の見方を図15に示します. しかし, 過電流制限いっぱいの電流が流れるような現象が起きたときには, i_C-v_{CE}の軌跡が外側にふくらみ, 写真7(c)のように大きな電流と大きな電圧が同時にトランジ

(a) AC100V入力, I_O=1.5 Aのとき

(b) AC100 V入力, I_O=3 Aのとき

(c) AC140 V入力, I_O=3 Aに設定して負荷を断続的に短絡したとき

〈写真7〉 v_{CE}-i_Cの軌跡(0.5 A/div, 50 V/div)

〈図16〉[2] 2SC4054の逆バイアス
ASO特性

〈図18〉スナバ回路の動作

(a) スナバ回路

(b) コレクタ電流波形, コレクタ-エミッタ間電圧とスナバ・ダイオード電流(i_S)波形

〈図17〉
リーケージ・インダクタンス成分を考慮したトランスの等価回路
(OFF期間のもの)

1次巻線と2次巻線それぞれのリーケージ・インダクタンスはコイルの性質をもっているが, エネルギの伝達に寄与しないため, 図のようにトランスの外側にL_1, L_2が等価的に入る.

リーケージ・インダクタンスを除くと, トランスは理想的なカップリング素子となるため, 図のような等価回路を考えることができる. ただし, これは2次側ダイオードが導通しているOFF期間だけの等価回路.

スタに加わります.

このようなトランジェント(過渡現象)に対してトランジスタが耐えるかどうかは, コレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧の軌跡がRASO領域内にあるかどうかで判定します. 図16に使用したトランジスタ2SC4054のRASO曲線を示します.

このトランジェントはごく短い期間内に起こりますので, オシロスコープの観測には多少慣れが必要です.

図1の回路においては, パワー・スイッチON時, 負荷短絡時, 負荷短絡解除時のいずれのトランジェントに対してもRASO内で動作します. ただし, 負荷短絡が長く続いた場合には, 発熱によって破壊にいたることがあります.

● **スナバ回路**

スナバ(Snubber)とはスイッチング・レギュレータでは, スイッチング・トランジスタのコレクタ-エミッタ間に加わるサージ電圧を抑える回路の呼び名となっています.

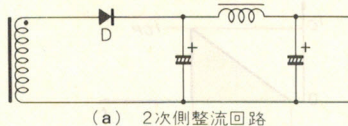
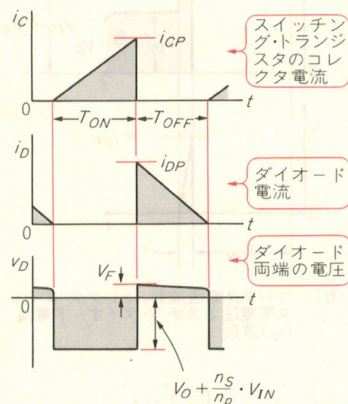
トランジスタがOFFしている期間(T_{OFF})にコレクタ-エミッタ間に加わる電圧は入力電圧V_{IN}と出力電圧V_O, およびトランスの巻数n_Pとn_Sによって$V_{IN}+(n_P/n_S)\cdot V_O$と表すことができます.

ところがOFF瞬間時には, この電圧にさらにサージ電圧が加わります. このサージ電圧は, トランスのリーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギの放出によって生じます. RCC方式では, ON期間にエネルギをトランスに蓄積し, OFF期間に2次側に放出するサイクルをとっています.

ところが, このトランスにはエネルギの伝達に寄与しないインダクタンス成分(リーケージ・インダクタンス)が存在するため, そのリーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギについては, 1次側で処理するしかありません. 処理の方法は抵抗で熱エネルギにするか, または別のコンバータでエネルギの再生を図り, 1次または2次に供給するか2通りが考えられます.

後者は複雑でコストも高くつくことから, ほとんどの電源が抵抗により熱エネルギに変換する方法をとっています. しかし, リーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギだけを取り出して消費するということができないため, 一部有効なエネルギも無駄にせざるを得ません. そのため, リーケージ・インダクタンスをなるべく小さく抑えるくふうがトランスになされています.

図17にリーケージ・インダクタンスも含めたトラ

〈図 19〉 2次側整流回路の動作

(a) 2次側整流回路

(b) 各部の電流と電圧の関係

〈図 20〉[3] ショットキ・バリア・ダイオード ESAC82-004〔富士電機(株)〕の仕様

項目		記号	ECAC82 -004	単位
電圧	ピーク繰り返し逆電圧	V_{RRM}	40	V
	ピーク非繰り返し逆電圧	V_{RSM}	48(t_W=500ns, デューティ=1/40)	V

項目		記号	条件	定格値	単位
電流	平均出力電流	I_O	方形波, デューティ=1/2, ケース温度97℃	10*	A
	サージ電流	I_{FSM}	正弦波10ms定格負荷状態より	120	A
温度	接合温度	T_j		−40〜+125	℃
	保存温度	T_{stg}		−40〜+125	℃

*：センタ・タップ出力電流平均値

(a) 最大定格

項目		記号	条件	最大値	単位
電気的特性	順電圧	V_{FM}	T_c=25℃, I_{FM}=4.0A	0.55	V
	逆電圧	I_{RRM}	T_c=25℃, V_R=V_{RRM}	5.0	mA
熱特性	熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	接合-ケース間 平滑直流	3.0	℃/W
	接触熱抵抗	$R_{th(c-f)}$	ケース-冷却体間 接触コンパウンド塗布	1.0	℃/W

(b) 電気的特性

(c) 順損失

(d) 逆損失

ンス結合部分の回路図と，その等価回路を示します．この等価回路はトランジスタがOFF期間のときのものです．

図18(a)と(b)にスナバ回路とトランジスタのコレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧およびスナバ回路のダイオードD_1に流れる電流の波形を示します．ダイオードD_1が導通している間，コレクタ-エミッタ間には，入力電圧V_{IN}と，スナバ回路のコンデンサC_sに充電されている電圧V_Sの和の電圧がかかります．

この$V_{IN}+V_S$の値と，トランスのリーケージ・インダクタンスおよびスナバ回路のC_sとR_sの間の関係式についてはAppendixで述べますが，結論的には，リーケージ・インダクタンスL_lが大きいほどR_sを小さくしなければなりません．

スナバ・ダイオードD_1に流れる電流i_sは図のようにピーク電流の大きい波形ですが，平均電流はごく小さいため，電流容量が0.2A程度のもので十分です．耐圧はスイッチング・トランジスタのV_{CBO}と同じ値かそれ以上とします．

また図の電流波形からもわかるように，di/dtが大きな値となります．そのため，ノイズ特性の良いダイオードが望ましいといえます．図1で用いたサンケン電気のEG01はノイズ特性の良い種類に属しますが，並列にコンデンサを入れることによりさらに改善することができます．

スナバ回路のコンデンサC_sには常にV_Sの電圧がかかり，ダイオードに並列に入っているコンデンサにはV_S+V_{IN}の電圧がかかっています．したがって，それらのコンデンサの耐圧はそれぞれの電圧に適当なマージンをのせて選びます．

● 2次側整流平滑回路

2次側整流平滑回路は，整流ダイオードと電解コンデンサとチョーク・コイルから成っています．ダイオードを流れる電流は図19に示したように，コレクタ電流とは反対に直線的に下降する波形となります．

したがって，実効電流は平均電流(出力電流)の1.4〜1.6倍になります．また，ダイオードにかかる逆方向電圧は出力電圧の2〜3倍になります．

ただし，これらの倍率は図1の回路の場合です．一般的な値の求め方についてはAppendixを参照して

〈図 21〉 電圧検出回路

$$V_O = V_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

(a) 可変シャント・レギュレータを用いた回路

$$V_O = 6.9 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)$$

(b) ツェナ・ダイオードを用いた回路

〈表 2〉 5V・3A 用トランスの仕様

コア型状	EER28 (TDK)
コア材質	PC30 (旧 H_{7C1} 材)
ボビン	EER28-1110CP (TDK)
ギャップ	0.5mm スペース・ギャップ
巻線仕様	(下表参照)
インダクタンス	P½ + P²⁄₂ = 2.5mH リーケージ・インダクタンス = 36μH 〔⑦-⑧間(2次側)ショートで測定〕
巻線構造	上側バリア・テープ 1.6mm幅 P' P ²⁄₂ S P ½ 下側バリア・テープ 3.2mm幅
層間テープ	P½ と S の間: 50μm ポリエステル・テープ 2回 S と P²⁄₂ の間: 50μm ポリエステル・テープ 2回 P²⁄₂ と P' の間: 25μm ポリエステル・テープ 2回 外周: 25μm ポリエステル・テープ 4回
絶縁耐圧	1次-2次間: 1250V 1分間 1次-コア間: 1250V 1分間
絶縁抵抗	100MΩ以上 (DC500V)
規格	UL478

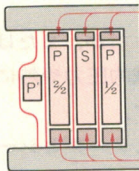
巻線仕様:

巻順	ピン	巻数	線径
P ½	③→②	66回	0.3mmφ
S	⑧→⑦	8回	1.2mmφ
P ²⁄₂	②→①	66回	0.3mmφ
P'	④→⑤	6回	0.3mmφ

ください．

整流ダイオードとしては，富士電機のショットキ・バリア・ダイオード ESAC82-004 を使用しました．仕様を図 20 に示します．

まず仕様の中の図(c)の順損失のグラフから順損失を求めます．実効値が平均値の 1.6 倍ですから，平均電流が 3×1.6＝4.8 A のときの DC の損失(約 2 W)を順損失とみることができます．逆損失は図(d)の逆損失のグラフから，α＝180°のカーブの V_R＝15 V の損失(約 0.1 W)と考えることができます．

ESAC82-004 より電流容量の小さい ESAB82-004 も放熱板面積を大きくすることにより使用できます．

電解コンデンサは 1 次側の平滑コンデンサと同様，許容リプル電流に注意して決めます．

スイッチング電源用として高周波インピーダンスの改良されたものもありますが，一般の電解コンデンサでも 2 本または 3 本と並列接続することにより効果がでます．また並列接続する際にフェライト・ビーズまたは 10 μH ほどのチョーク・コイルを使って π 型とすることにより，さらに効果を上げることができます．

● 電圧検出回路

電圧検出回路は，出力電圧の微小な変化に対しても LED の光量を追随させ，安定した電圧を維持する回路です．出力電圧が 8 V 以下の場合は，図 21 (a)のように可変シャント・レギュレータを用いますが，8 V 以上の場合は図(b)のように，6.2 V のツェナ・ダイオードとトランジスタの組み合わせを用いることができます．

フォト・カプラの LED は 2 次側に属し，フォト・トランジスタは 1 次側に属しますので，安全規格を要求されます．使用したシャープの PC111 は UL をはじめ，VDE などの認定を取得しているタイプです．

トランスの製作

RCC 方式のスイッチング・レギュレータの場合，部品の中でトランスだけはチョッパ型のときのように既製品を購入して使うというわけにはいきません．5 V・3 A 出力に使用するトランスの仕様を表 2 にまとめました．次にこのトランスを組み立てるために必要な材料の紹介と製作方法を説明します．

● トランスを作るための材料と工具

(1) コアとボビン

今回は TDK のコアとボビンを使いましたが，ほか

のメーカのものでは，トーキンのFEER28(コア材質は2500B, ボビンはFRB28P1210F)を使ってほぼ同じように作ることができます．

(2) 巻線用線材

直径0.3 mmと1.2 mmのウレタン線を用意します．

(3) 絶縁テープ

幅が約20 mmで，厚さが50 μmと25 μmのポリエステル・テープを用意します．テープの厚さは，のりの厚さを含めないもので，のりを含めた厚さはそれぞれ75 μmと50 μmです．

バリア用のテープとして少し厚めのテープがあると便利ですが，50 μmのポリエステル・テープを細く切って使用することができます．

(4) ギャップ用シート材

0.5 mmのポリエステル・シート材か，または代用可能なシート材を用意します．機械的圧力や熱に対してある程度耐えるものなら使えます．

これらの材料の中で，ボビンとテープとシート材については，電源としてまたはセットとしてULの認定を受けるに際して，材質名または難燃化度(UL Grade)の記入が必要となりますので，材料を用意するときに確認してください．

これらの材料によって自分でトランスを製作する場合，テープやシート材のカット用にカッタ・マット，カッタ，はさみ，定規などの道具を用意してください．トランス・メーカに試作してもらう場合は，表2を見せるだけでだいじょうぶだと思います．

● トランスを作る方法

試作は図22～図26を参照しながら，次の要領で行ってください．

(1) バリアに用いる幅3.2 mmと1.6 mmのテープを，それぞれボビンの下側と上側に巻き付けます．巻き付ける厚さは，上下のバリアの間に巻くウレタン線の線径に合わせます．

最初に巻くP½は0.3 mmを1往復巻きますので，0.6 mmの厚さとなります．バリア・テープを巻き終わると図22(a)のようになります．

(2) 巻き始めるピンにウレタン線をからめて(はんだ付けは最後に行う)巻き始めます．P½を巻き始める状態を図23に示します．ウレタン線のリード部分は，バリア・テープの表面に沿って垂直に上げて小さくカットしたテープでとめます．巻き始めるところを直角に曲げ，巻くときの張力で直角が大きくくずれないようにします．

P½を巻き終えると図22(b)のようになります．巻き始めのリード部分は3番ピンと4番ピンの間にある溝を通しますが，巻き終わりのリード部分は2番ピンと3番ピンの間にある溝を通して，2番ピンにからめます．

(3) P½の巻線と上下のバリア・テープをすべて覆う幅(すなわちボビンいっぱいの巻き幅)に50 μm厚のテープをカットして，2回巻きます．このテープを層間テープといいます．P½に層間テープを巻き終わると図22(c)のようになります．

(4) このようにして順次巻いていきます．

P2/2を巻くときは，巻き始めのピンが2番ピンですので，P½の巻き終わりのウレタン線とそろえてピンにからめ，またリード部分も同じ溝を使います．巻き終わりのリード部は1番ピンと2番ピンの間の溝を通します．ピンの配列の中で中央寄りのピンの両側の溝は，他の溝より深く切られていますので，最初の巻線の巻き始めのピンは中央よりのピンを使うようにします．

図24に巻き終わったボビンの断面を示します．また図25にピン配置図を示します．

すべて巻き終わったらウレタン線をピンにはんだ付けします．

(5) ボビンをはさむようにふたつの同形のコアを挿入し，両サイドのコアが合わさるところに図26のように0.5 mm厚の小さくカットしたシート材をはさみ，

リーケージ・インダクタンスを小さくする方法

エネルギの蓄積と取り出しのコイルが別々の場合は，ふたつのコイルをバイファイラ巻きとするのがリーケージ・インダクタンスを小さくする最良の方法です．両方のコイルの間隔が狭く，またコアが近いほどリーケージ・インダクタンスは小さくなります．

しかし，絶縁トランスでは1次巻線と2次巻線をバイファイラに巻くことができませんので，相互のコイルの間隔をより縮め，かつ全体がコアから離れないようにするくふうが必要となります．

そこで，巻数の多い1次巻線を分割し，2次巻線をはさむように巻き(サンドイッチ巻き)，しかも全体が厚くならないように，巻数の少ない2次巻線については細い線を数本パラレルにして巻きます．

ただし，最近では線材を3層絶縁電線(TIW電線)とすることによってバリアレス・トランスを作ることができます．

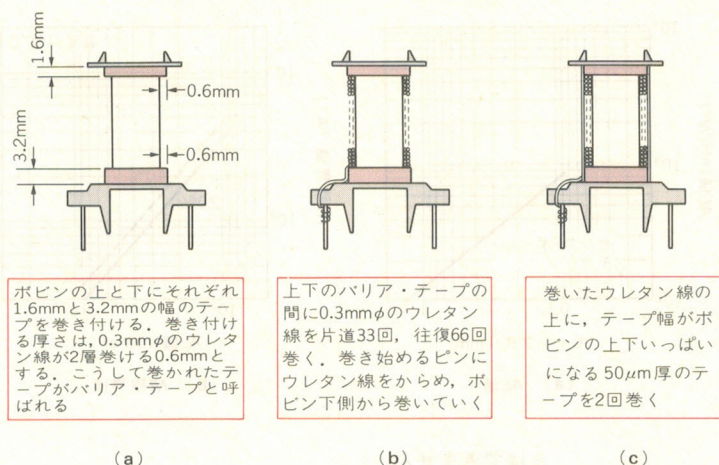
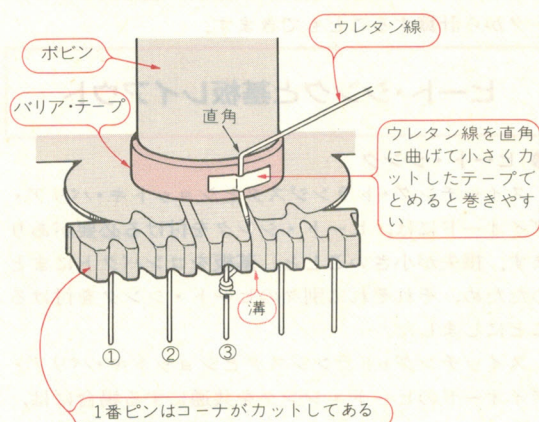
また，絶縁トランスでもこの線を使うことによりバイファイラ巻きを行うことができます．

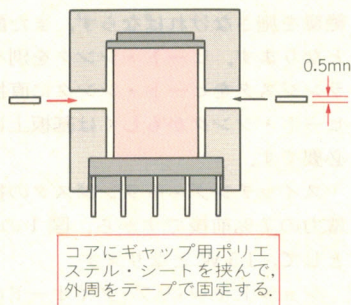
〈図 22〉トランスの巻き方(P ½巻線から絶縁テープまで)

(a)

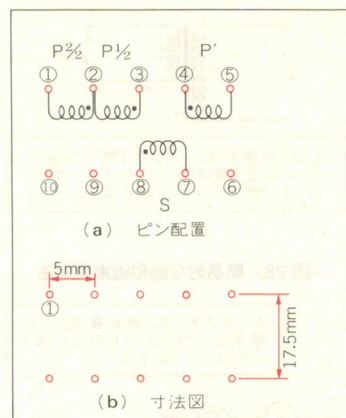
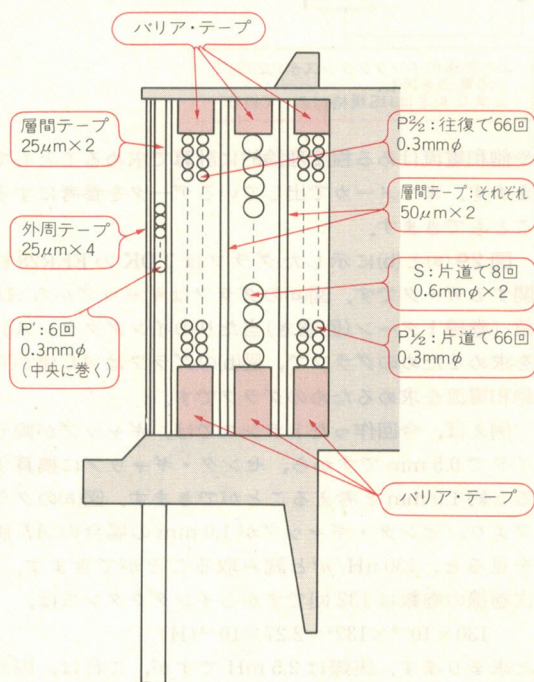
(b)

(c)

〈図 25〉 ピン配置(ボビンの下から見たところ)

〈図 23〉 トランスの巻き始め付近の拡大図

〈図 26〉
ギャップ用シートの挿入位置

〈図 24〉 巻き終わったボビンの断面拡大図

上下のコアがずれないように押さえて，コアの外周に25 μm のテープを2〜3回巻きます．

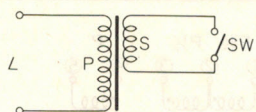
● **製作したトランスの特性チェック**

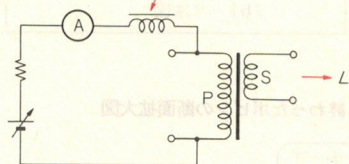
組み立て終わったトランスの1次巻線のインダクタンスと，リーケージ・インダクタンスを測定します．ほぼ**表 2** に示した値が得られるはずです．インダクタンスが極端に異なる値を示す場合を除き，ギャップに用いたシート材の厚さを少し調整することにより，目標とする値が得られます．

リーケージ・インダクタンスは**図 27** に示した回路のように，2次巻線Sをショートした状態で計った1次巻線のインダクタンスのことです．

また飽和電流の測定も行いたい場合は，**図 28** のように行ってください．ただし，この方法は便宜的な方法ですので，正式な測定方法を望む場合は JIS 規格を参照してください．

● **トランス・コアのカタログ・データの見方**

トランスを製作する場合，インダクタンスを測る *LCR* メータは必需品といえますが，ない場合でも作れないことはありません．トランスのインダクタンス

〈図 27〉 1 次巻線のインダクタンスとリーケージ・インダクタンスの測定

Lは2次側がオープンで1次インダクタンス，2次側がショートでリーケージ・インダクタンスの値となる．

〈図 28〉 簡易的な飽和磁束測定法

2次巻線のインダクタンスが約20%下がる電流を読む．
正式な測定はJIS規格によって行う．

〈図 29〉[(4)] トランス・コアのデータ

（a） AL値　　（b） NI限界値

や飽和電流はある程度理論的に計算で求めることもできます．またメーカで出しているデータを参考にすることもできます．

図 29(a)と(b)に示したグラフは TDK の EER28 に関するデータです．図(a)のグラフはギャップから *AL* 値〔巻線 1 ターン(回巻き)当たりのインダクタンス〕を求めるためのグラフで，図(b)のグラフは *AL* 値から飽和電流を求めるためのグラフです．

例えば，今回作ったトランスでは，ギャップが両サイドで 0.5 mm ですから，センタ・ギャップに換算すると約 1.0 mm と考えることができます．図(a)のグラフより，センタ・ギャップが 1.0 mm の場合の *AL* 値を見ると，130 nH/n^2と読み取ることができます．1 次巻線の巻数は 132 回ですからインダクタンスは，

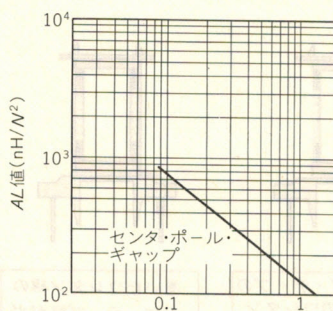
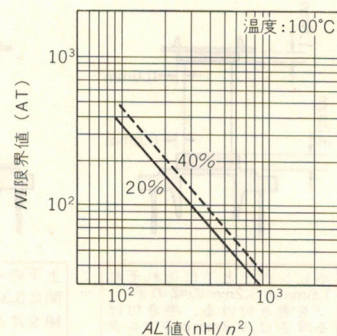
$$130 \times 10^{-9} \times 132^2 = 2.27 \times 10^{-3} (\mathrm{H})$$

と求まります．実際は 2.5 mH ですが，これは，両サイドのギャップをセンタ・ギャップに換算したときの誤差やばらつきによると考えられます．

次に，図(b)のグラフにおいて，*AL* 値が 130 nH/n^2 のときの *NI* 値(巻数 n に電流 i をかけた値で単位は AT（アンペア・ターン）)を見ると，250 AT と読み取ることができます．巻数が 132 回ですから飽和電流は，

$$250 \div 132 = 1.89 (\mathrm{A})$$

と求まります．

このように *LCR* メータがなくても，コアのデータからインダクタンスと飽和電流の大まかな値をつかむことができます．ただし，リーケージ・インダクタンスについてはコア・データから計算で求めるということはできません．

また，メーカが図 29 のようなグラフを出していない場合は，コアの磁束密度，断面積，磁路長などのデータから計算することもできます．

ヒート・シンクと基板レイアウト

● ヒート・シンク

スイッチング・トランジスタとショットキ・バリア・ダイオードには，ヒート・シンクを付ける必要があります．損失が小さいことと，基板をコンパクトにまとめたため，それぞれに別々のヒート・シンクを付けることにしました．

スイッチング・トランジスタとショットキ・バリア・ダイオードのヒート・シンクを共通にする場合には，トランジスタとヒート・シンクの間に規格を満足する絶縁を施さなければならず，また配置にも注意が必要となります．ヒート・シンクを別々にする場合は，トランジスタをヒート・シンクに直接付けられますが，ヒート・シンクかもしくは基板上に感電注意の標識が必要です．

スイッチング・トランジスタの損失はおおよそ入力電力の 7 %前後ですから，図 1 の回路の効率を 70 %として，1.5 W となります．

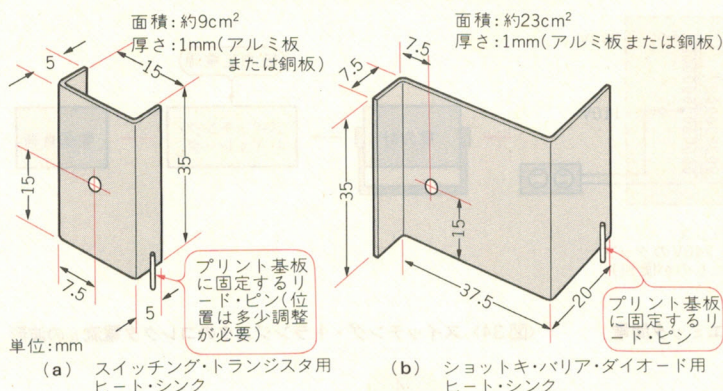
ショットキ・バリア・ダイオードの損失は，前述のとおり 2.1 W となります．この損失に見合ったヒート・シンクとして図 30 (a)と(b)のような 1 mm 厚の銅板を使うことにしました．

リニア・レギュレータでは，トランジスタのジャンクション温度が $T_{j(max)}$ の 90 %以下になるようヒート・シンクを設計しましたが，スイッチング・レギュレータでは，T_jが高いほどスイッチング・ロスが大きくなるというリニア・レギュレータとは異なる現象が起こることに注意します．図 31 に 2SC4054 のスイッチング時間とケース温度 T_Cのグラフを示します．

〈図30〉 ヒート・シンクのサイズと形状

(a) スイッチング・トランジスタ用ヒート・シンク

(b) ショットキ・バリア・ダイオード用ヒート・シンク

〈図31〉[2] 2SC4054のスイッチング時間とケース温度

このグラフを見るとスイッチング・ロスにいちばん影響を与える t_f が，ケース温度の上昇と共に大きくなっています．このことから温度上昇でスイッチング・ロスが増え，スイッチング・ロスの増加で再び温度が上がるという熱暴走の危険をもっていることがわかります．

したがって，周囲温度が25 ℃で T_j が80 ℃という試験結果を得ても，周囲温度が55 ℃のときに T_j が単純に110 ℃になるといい切ることができません．この点がリニア・レギュレータのパワー・トランジスタと異なる点であり，周囲温度を55 ℃にして T_j を測定する（または T_C を測って T_j を推定する）必要がある理由です．

$T_{j(max)}$ に対するマージンもなるべく小さくして，T_j = 110 ℃程度を目標に設計し，必ず規定の周囲温度でエージングをして T_j または T_C を確認することが必要です．

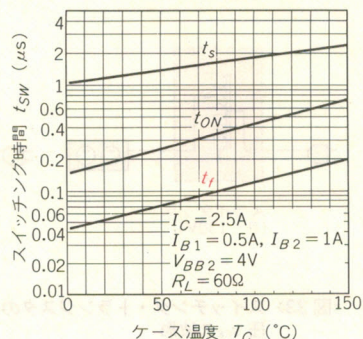
ショットキ・バリア・ダイオードのヒート・シンクの大きさについては，第3章でも説明していますので参照してください．

● **プリント基板の設計上の注意**

プリント基板は安全規格をパスする点からも，またノイズを抑える点からも回路部品と同様に重要な部品のひとつといえます．プリント基板のパターンを設計する際には，次の基本を念頭においてください．

(1) パルス状の大電流が流れる部分は太く，短く，そして直線にします．

ジャンパ線を省略するために，複雑な回り込みをもったパターンを作るよりは，ジャンパ線を使うほうがベターです．パターンを整理する目的で，コーナで直角に曲げてきれいに仕上げるより，なるべく最短距離の直線にして，見ためを気にしないことです．

電解コンデンサの充電線路と放電線路はそれぞれ分離されたパターンにします．パターンを短くするには，1次側電解コンデンサとトランスのピン配置とスイッチング・トランジスタの位置を最初に決めることが必要となります．特にトランスのピン配置はパターンを頭に描きながら決めることが必要となります．

パルス状の大電流が流れる部分に接続される部品は，ほとんど発熱も大きな部品ですので，パターンを太くすることにより熱の拡散にも効果を上げることができます．

(2) 1次側のパターンどうしの間隔は，その両端にかかるピーク電圧によって異なります．

UL規格では0.58 mmを基本間隔として，1 Vにつき0.005 mm加えた沿面距離を要求しますから，基本的にパターンどうしは2.4 mmの沿面距離（平面内なら銅箔の切れ目の幅）があれば足ります．

ただし，スイッチング・トランジスタのベース端子回りの回路においては電圧が30 V以下ですから，回路部品どうしおよび回路部品とグラウンド間は0.8 mmの沿面距離があれば足ります．

(3) 1次側と2次側のパターンの間隔はトランスの沿面距離と同じく3.2 mm以上が必要です．

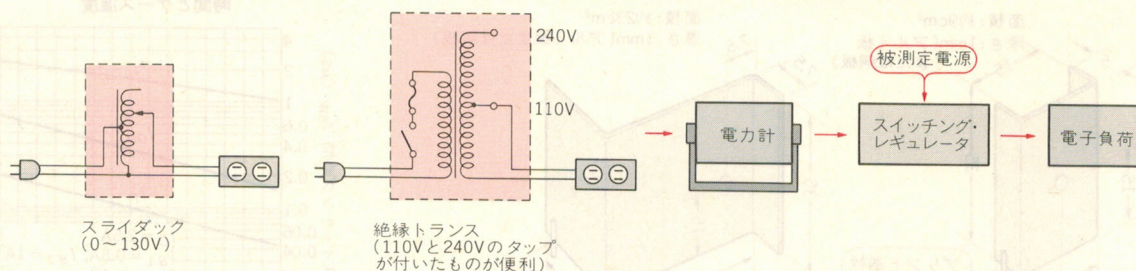
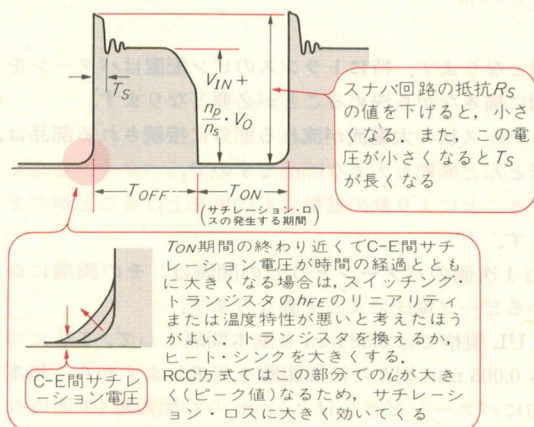
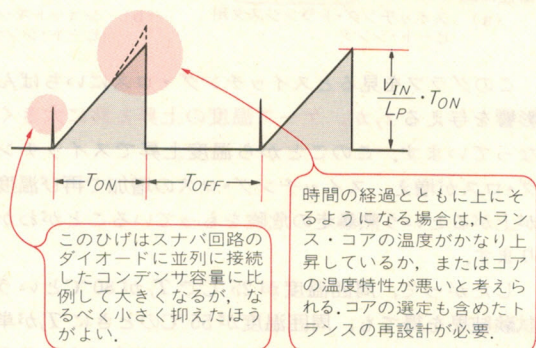
ただし，日本の電気用品取締法がIEC950に準拠するようになった場合は4mm以上必要となります．

電源の特性の測定方法と評価

リニア・レギュレータの測定と大きく異なる点は，1次側に測定のポイントが多いという点です．そこで，図32に示したように，必ず絶縁トランスを間に入れて測定します．

測定するプローブなどを被測定電源につなぐときや，被測定電源の回路を変更するときは必ず電源を切るか，スライダックでゼロまで落とすかしてください．ACラインから絶縁されていても，被測定電源には高圧が発生しているところがありますので，十分な注意が必要です．

また，被測定電源を手でつかむときや，測定器を操作するときは片方の手だけを使うくせを付けるのも，感電から身を守る方法のひとつです．

〈図32〉スイッチング・レギュレータを測定するためのACライン接続のようす

〈図33〉スイッチング・トランジスタのコレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} の波形

〈図34〉スイッチング・トランジスタのコレクタ電流 i_C の波形

測定する項目は，第1章の3端子レギュレータのところで述べた内容に次のような追加を行ってください．

(1) 入力変動，負荷変動，効率

AC入力範囲を日本，米国の公称電圧の85～115％とします．最小負荷電流はいつでもゼロということではなく，与えられた値とします．

(2) 出力リプル

ACリプルとスイッチング・リプルを別々に測定します．また，リプルとは異なるスパイク状のノイズについても測定します．

(3) v_{CE} と i_C の測定

スイッチング・トランジスタのコレクタ-エミッタ間電圧 v_{CE} とコレクタ電流 i_C を，オシロスコープで観測します．

v_{CE} は図33に示す波形となりますが，オシロスコープ用カメラがない場合は，図に示した電圧と時間を正確に読み取り，波形をノートにかき写しておくと便利です．また入力電圧と出力電流もいっしょに記入しておきます．

T_{OFF} から T_{ON} に移るときに v_{CE} がもち上がるのは，スイッチング・トランジスタの h_{FE} のリニアリティが悪いときにみられます．特に時間の経過と共にもち上がりが大きくなるような場合は，熱暴走の危険がありますのでトランジスタを他に替えるか，またはヒート・シンクのサイズを大きくしてチェックしてみてください．この現象はすでに説明しましたが，h_{FE} の温度特性が逆転するコレクタ電流が小さいトランジスタによく見られます．

また，v_{CE} の波形からトランスの巻数比を容易に知ることができます．

i_C は図34に示す波形となります．T_{ON} に入る直前のひげ状の電流は，スナバ回路のダイオードに並列に接続されているコンデンサの放電によるもので，コンデンサの容量を下げると小さくなります．

i_C は時間と共に直線状に上昇しますが，トランスのインダクタンスが電流の増加と共に小さくなるタイプや飽和電流の不足したものは，上にそった波形となります．

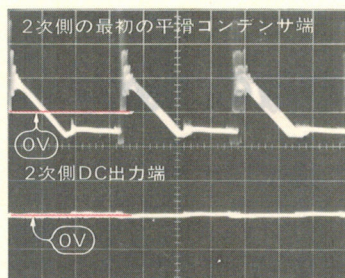
また時間の経過と共に上にそるような場合は，コアの温度がかなり上昇しているか，あるいはもともと温度特性の悪いコアのどちらかです．

コアの温度上昇はコアそのものの特性にもよりますが，巻線の線径不足による場合もありますので，コアの選定や線径の決定を含めたトランスの再設計が必要です．

i_C の波形からトランスの1次巻線のインダクタンスを容易に知ることができます．

v_{CE} と i_C の測定では発振周波数も測定します．

(4) パワーON試験と負荷短絡試験

スイッチング・トランジスタにもっとも強いストレスがかかるのは，電源スイッチを入れた瞬間と負荷を

〈写真8〉 出力リプルの波形(AC100 V, I_O=3 A, 0.1 V/div, 10 μs/div)

〈図35〉 製作した5V・3A RCC方式スイッチング・レギュレータの特性

(a) ライン・レギュレーション　(b) スイッチング周波数

(c) 出力リプル特性

(d) 効率

短絡した瞬間，および短絡を解除した瞬間です．

このいずれの場合も，ベース電流制御回路が働いていないため，コレクタ電流は過電流保護回路が効き出すまで上昇するからです．

コレクタ-エミッタ間電圧v_{CE}とコレクタ電流i_Cの軌跡についてはすでに**図15**で説明しましたが，上の三つの試験を行うときに，この軌跡をオシロスコープ上で観察します．

まず，スライダックにより入力電圧を低い値に設定して試験を行い，軌跡がそれほど大きく広がらないことを確認しながら，徐々に入力電圧を上げていきます．

最終的には最大入力電圧+10％アップ程度まで上げますが，そのときの軌跡が，スイッチング・トランジスタの逆バイアスASO(**図16**)の内側に入っているかどうかを見ます．瞬間の軌跡を観察するためにはストレージ・オシロスコープが便利ですが，ストレージ・オシロスコープでなくても，目視である程度確認ができます．

AC入力電圧が100 Vや120 Vの場合のように，単電源では軌跡もそれほど大きくなりません．**図1**の回路方式を使って，過電流検出抵抗の値やトランスの設計さえ間違えなければ，トランジスタが破壊するということはあり得ません．

一方，AC入力電圧が85～270 Vのようにワイドになった場合，最大入力電圧時の軌跡は大きくなりがちで，試験結果の判定もシビアになります．

(5) 温度測定

熱電対温度計は，感度の高いアンプとD-Aコンバータが付いているため，スイッチング・レギュレータを動作させたまま測定すると誤差が生じやすいという欠点があります．

そこで，スイッチング・レギュレータを熱平衡にいたるまでしばらく動作させたのち，いったん電源を切って，その直後に温度を読み取るようにします．

熱電対は被測定体にはんだ付けしておきます．温度測定は，周囲温度を与えられた条件に設定し，出力電流を最大に，入力電圧を効率が最も低くなる値に設定して行います．

● 5V・3A電源の測定結果

最後に測定した結果を**図35**(a)～(d)にまとめます．図(a)はライン・レギュレーション，図(b)はスイッチング周波数の変化のようす，図(c)は出力リプル特性，図(d)は効率です．いずれもAC入力80 Vから145 Vの間で測定しました．

写真8は出力リプル波形です．2次側の最初のコンデンサ両端にくらべ，出力端ではリプル，ノイズ共に大幅に減少しているのがわかります．

◆引用文献◆

(1) SU10V05050，仕様書，63.11.15，㈱トーキン．
(2) 2SC4054，高耐圧・高速スイッチングトランジスタFXシリーズ，カタログNo. E366-2，新電元工業㈱．
(3) ESAC82-004，富士高速整流ダイオード，カタログNo. RH260d，'88年9月，富士電機㈱．
(4) EER28，TDK Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter，カタログNo. BAE30A，1989.5.

Appendix

RCC方式SWレギュレータの回路定数の求め方

ここでは，設計・製作編で紹介しきれなかったことがらや，説明のために数式を用いざるをえないことについてとりあげます．

スイッチング電源を製作するだけでは物足りないと感じる人や，製作編の電圧電流条件を変更した電源を設計したい人の参考になればと思います．

● RCC方式の発振原理

スイッチング・レギュレータではほとんど例外なくトランスを使いますが，RCC方式の場合は，トランスの1次巻線でエネルギを蓄積し，2次巻線でエネルギを放出します．

1次巻線によってエネルギが蓄積されるといっても，1次巻線そのものにエネルギがたまるのではなく，1次巻線に流れる電流が作る磁場にエネルギがたまります．この磁場のエネルギが2次巻線によって放出されるときは，エネルギを作り出した電流の向きはそのまま維持されます．

このようすは小川の流れによって回っている水車が，小川の流れが止まってもその回転エネルギがなくなるまで回り続け，小川の流れを同じ方向に作り出すのと似ています．

水車の回転スピードがだんだん落ちるように，2次巻線に流れる電流は最初の値から時間の経過と共に小さくなります．そして，エネルギの放出が終わると再び1次巻線に電流が流れ始めますが，小川の流れが再開すると水車が初めゆっくり回転するように，1次巻線によるエネルギの蓄積も時間の経過と共に大きくなります．

コイルに流れる電流がストップしたときに発生する電圧の向きや電流の大きさを考えるときに，この小川と水車の関係に結びつけるとわかりやすいと思います．

エネルギを放出する回路のダイオードをフライホイール(はずみ車)ダイオードと呼んでいます．コイルに蓄積されるエネルギとはずみ車の回転エネルギを結び付けて覚えるのに便利なことばであるといえます．

2次巻線によってエネルギが放出されている間は，1次巻線に電流が流れないようにブロックされています．エネルギの放出が完了すると，1次巻線に再び電流が流れ始めます．このようにRCC方式では，エネルギの蓄積と放出の繰り返しが発振そのものになっているわけですが，このような発振に適している回路がブロッキング・オシレータです．

このブロッキング・オシレータは昔からパルス幅をそろえる回路に用いられていましたが，その原理図を図1に，またその原理を応用したもっともシンプルなRCCの原形回路を図2に示しました．

図1のブロッキング・オシレータは次のように動作します．

トランジスタTr_1のベースに順方向トリガ・パルスが入力されると，Tr_1はON状態となって，巻線Pに電流が流れ始めます．巻線Pの電流波形は，

$$i_c \fallingdotseq \frac{V_{CC}}{L} \cdot t \qquad (1)$$

と表せます．ここで，Lは巻線Pのインダクタンス，tは時間です．このとき巻線P′に発生する電圧は，

$$v_{p}' = -n_{p}' \cdot \frac{d\phi}{dt} \qquad (2)$$

と表せます．ここで，n_p'は巻線P′の巻数，ϕは磁束です．一方，磁束ϕは，n_pに流れる電流によって作り出されており，

$$V_{CC} = -n_p \cdot \frac{d\phi}{dt} \qquad (3)$$

が成立していますからv_p'は，

$$v_{p}' = \frac{n_{p}'}{n_p} \cdot V_{CC} \qquad (4)$$

と表すことができます．

図1において，コンデンサCの容量が十分大きいと仮定すると，巻線P′に発生した電圧により，トランジスタTr_1はさらに順方向にバイアスされ，Tr_1はON状態を続けコレクタ電流は流れ続けます．

コレクタ電流は(1)式が示すように直線的に増加するため，抵抗Rの両端の電圧も時間の経過と共に直線的に上昇し，ほぼv_p'と等しくなったときに上昇をストップします．上昇のピーク値をi_{cp}とすると，

$$i_{cp} = \frac{v_{P}'}{R} = \frac{n_{P}'}{n_P} \cdot \frac{V_{CC}}{R} \qquad (5)$$

と表すことができます．

ただし，トランジスタTr_1のベース-エミッタ間電圧とTr_1のストレージ・タイムを無視しています．コレクタ電流がi_{cp}に達するまでの時間τ(タウ)は，(1)式と(5)式より，

$$\tau = \frac{n_{P}'}{n_P} \cdot \frac{L_P}{R} \qquad (6)$$

と求められます．この時間τは入力トリガのパルス幅に関係なく一定です．

一方コレクク電流がピークに達したときは，磁束の

増加がストップし，(2)式に示したv_P'の値はゼロとなってベース電流がストップします．ベース電流がストップすることにより，トランジスタTr_1はON状態からOFF状態に移行しますが，先ほどの水車の動きと同じように，トランスに蓄積されたエネルギが巻線PとダイオードD_1による閉回路を流れ続けます．

このとき，電流の向きは変わりませんが，電流の大きさはピークの値より，ゼロに向かって減少するため，電圧は逆方向となります．磁束も減少するため，巻線P′に発生する電圧も逆方向となって，トランジスタTr_1のベース-エミッタ間を逆バイアスし，トランジスタをOFFします．

トランスのエネルギが巻線PとダイオードD_1による閉回路を流れる電流i_Dの波形は，

$$i_D \fallingdotseq i_{CP} - \frac{V_F}{L_P} \cdot t \quad \cdots\cdots (7)$$

と表せます．トランジスタTr_1はi_Dがゼロになるまで逆バイアスされますが，その時間τ'は(5)式と(7)式より，

$$\tau' = i_{CP} \cdot \frac{L_P}{V_F} = \frac{n_P'}{n_P} \cdot \frac{V_{CC}}{R} \cdot \frac{L_P}{V_F} = \tau \cdot \frac{V_{CC}}{V_F} \quad \cdots (8)$$

と与えられます．V_FはダイオードD_1の順方向ドロップ電圧です．

ブロッキング・オシレータの原理を利用した図2のRCC回路においては，トリガ・パルスの代わりに起動抵抗を流れる電流でスタートします．また，エネルギの放出に2次巻線Sが用意されています．トランジスタTr_1のON時間は(6)式から次のように表すことができます．

$$T_{ON} = \frac{n_P'}{n_P} \cdot \frac{L_P}{R} \quad \cdots\cdots (9)$$

また，T_{OFF}については(8)式を次のように変形して求めます．

まず，ダイオードに流れるピーク電流i_{DP}はAT一定の法則から，

$$i_{DP} = \frac{n_P}{n_S} \cdot i_{CP} \quad \cdots\cdots (10)$$

となります．また2次巻線のインダクタンスL_Sは巻数の2乗に比例しますから，

$$L_S = \left(\frac{n_S}{n_P}\right)^2 \cdot L_P \quad \cdots\cdots (11)$$

と，それぞれ表すことができます．

そこで(7)式を変形すると，

$$i_D = i_{DP} - \frac{V_O}{L_S} \cdot t$$

$$= \frac{n_P}{n_S} \cdot i_{CP} - \left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2 \cdot \frac{V_O}{L_P} \cdot t \quad \cdots\cdots (12)$$

i_Dがゼロになるまでの時間T_{OFF}は，

$$T_{OFF} = i_{CP} \cdot \left(\frac{n_S}{n_P}\right) \cdot \frac{L_P}{V_O}$$

$$= \frac{n_P'}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{R} \cdot \left(\frac{n_S}{n_P}\right) \cdot \frac{L_P}{V_O}$$

$$= T_{ON} \cdot \frac{n_S}{n_P} \cdot \frac{V_{IN}}{V_O} \quad \cdots\cdots (13)$$

と表すことができます．

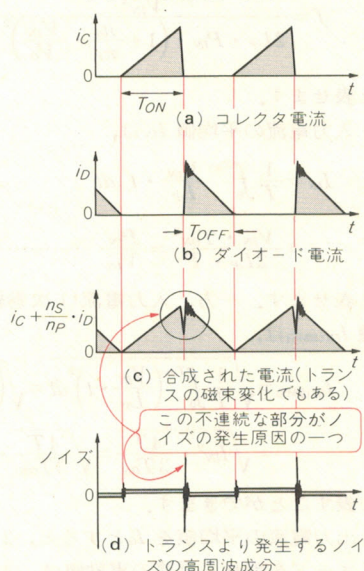
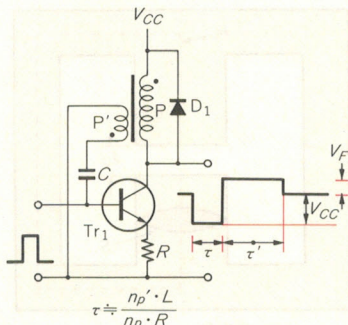
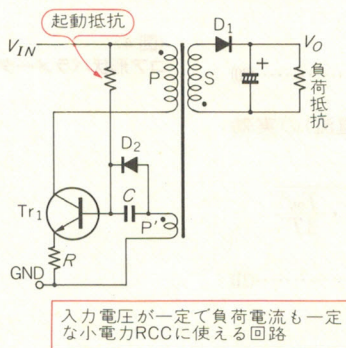
T_{OFF}期間が終わると再びトランジスタTr_1はONに移行しますが，回路定数のとり方によっては，起動抵抗の助けを借りずにON状態となります．このようにして発振が続けられます．

Tr_1の電流とD_1の電流の変化する様子を図3(a)と(b)に示しました．また，それらのピーク値をそろえて合成した波形を図(c)に示しました．

合成した波形の不連続な部分はトランスのリーケージ・インダクタンスによりますが，この不連続部分が

〈図1〉ブロッキング・オシレータの原理図

〈図2〉RCC方式の原形回路

〈図3〉トランスのリーケージ・インダクタンスによるノイズ

ノイズ発生のひとつの原因になっています．ノイズは伝導ノイズとして２次側に出力されるだけでなく，リーケージ・フラックスとして外部回路に直接影響を与え図(d)のようなノイズを生みます．

● RCC方式にかかわる計算式

(13)式を V_Oに関して書き換えると，

$$V_O=\frac{T_{ON}}{T_{OFF}}\cdot\frac{n_S}{n_P}\cdot V_{IN} \quad \cdots\cdots(14)$$

となります．この式は出力電圧が T_{ON}と T_{OFF}の比によって変化すること，逆にいえば，V_{IN}が変化しても T_{ON}と T_{OFF}の比を変えることにより，V_Oを一定に保つことができることを表しています．

(13)式を使って，発振の周期 T である $T_{ON}+T_{OFF}$ を求めると，

$$T=T_{ON}\cdot\left(1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\right) \quad \cdots\cdots(15)$$

となります．一方，T_{ON}の期間にトランスに蓄積されるエネルギは，

$$\frac{1}{2}L_P\cdot i_{CP}{}^2=\frac{1}{2}L_P\cdot\left(\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON}\right)^2 \quad \cdots\cdots(16)$$

ですから，1秒間にトランスに入力される電力 P_{IN}は，

$$P_{IN}=\frac{1}{2}\cdot L_P\cdot\left(\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON}\right)^2\cdot f \quad \cdots\cdots(17)$$

と表すことができます．ここで，f は発振周波数で $1/T$ です．(17)式を T_{ON}について解くと，

$$T_{ON}=\frac{L_P}{V_{IN}}\cdot\sqrt{\frac{2P_{IN}\cdot T}{L_P}} \quad \cdots\cdots(18)$$

となり，これを(15)式に代入して，T について解くと，

$$T=\frac{2L_P\cdot P_{IN}}{V_{IN}{}^2}\cdot\left(1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2$$

を得ることができます．そこで発振周波数 f は，

$$f=\frac{V_{IN}{}^2}{2L_P\cdot P_{IN}\cdot\left(1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2} \quad \cdots\cdots(19)$$

と表せます．

入力電流の平均値 I_{IN}は，

$$I_{IN}=\frac{1}{T}\int_0^{T_{ON}}\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot t\ dt$$

$$=\frac{V_{IN}\cdot T_{ON}{}^2}{2L_P\cdot T}=\frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad \cdots\cdots(20)$$

と表せます．一方，入力電流（１次巻線の電流）の実効値 $I_{IN(RMS)}$は，

$$I_{IN(RMS)}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{T_{ON}}\left(\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot t\right)^2dt}=\sqrt{\left(\frac{V_{IN}}{L_P}\right)\cdot\frac{T_{ON}{}^3}{3T}}$$

$$=\sqrt{I_{IN}{}^2\cdot\frac{4T}{3T_{ON}}}=\sqrt{\frac{4T}{3T_{ON}}}\cdot I_{IN} \quad \cdots\cdots(21)$$

と表すことができます．

出力電流の平均値を I_Oとすると，２次巻線およびダイオードを流れる電流の実効値は，入力電流の実効値と同じ求め方により，

$$I_{S(RMS)}=\sqrt{\frac{4T}{3T_{OFF}}}\cdot I_O \quad \cdots\cdots(22)$$

と表すことができます．

コレクタ電流のピーク値は，

$$i_{CP}=\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON}=2\left(1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\right)\cdot\frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad \cdots\cdots(23)$$

と表せます．

● トランスにかかわる計算式

トランスのインダクタンス L は次の式で与えられます．

$$L=\frac{\mu_0\cdot n^2\cdot S}{\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)}(\mathrm{H}) \quad \cdots\cdots(24)$$

ここで，μ_0：真空透磁率 ［$4\pi\times10^{-7}$(H/m)］
μ_1：コアの比透磁率
S：コア断面積($\mathrm{m^2}$)
l_1：磁路長(m)
l_0：ギャップ長(m)
n：巻数

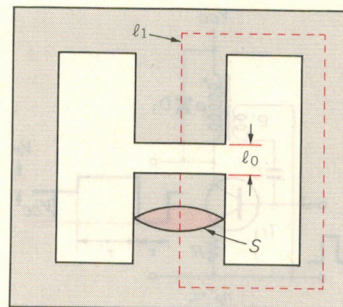
とします．S，l_1，l_0については図４を参照してください．この式を適用する場合は，単位に気を付けてください．また，ギャップが大きくなると誤差も大きくなりますので，実際に測定する必要があります．

飽和電流 $I_{(sat)}$は次の式で与えられます．

$$I_{(sat)}=\frac{B_{(sat)}}{n\cdot\mu_0}\cdot\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)(\mathrm{A}) \quad \cdots\cdots(25)$$

ここで，$B_{(sat)}$はコアの飽和磁束密度（正確には残留磁束密度を差し引いた値）ですが，単位はテスラを用いてください．インダクタンスや飽和電流の計算において，単位をメートル系で統一することは煩雑さを軽減するのに効果的です．磁束密度もガウスよりテスラを用いたほうが単位の合わせが容易です．コアのカタログにもテスラが用いられます．(25)式において $l_1/\mu_1\ll l_0$ですから，それぞれの式は，

$$L=\frac{\mu_0}{l_0}\cdot n^2\cdot S(\mathrm{H}) \quad \cdots\cdots(26)$$

〈図４〉
コア形状パラメータ

$$I_{(sat)}=\frac{l_0}{\mu_0}\cdot\frac{B_{(sat)}}{n} \quad \cdots\cdots(27)$$

と表すこともできます．これらふたつの式をくらべると，ギャップを2倍にして，巻数を$\sqrt{2}$倍にすると，インダクタンスを変えずに飽和電流だけを$\sqrt{2}$倍にすることができることがわかります．すなわち，同じコアでインダクタンスを変えずに飽和電流を増やすには，巻数を増やして，ギャップも増やすという方法をとれば良いことがわかります．

また，$I_{(sat)}$は(26)式と(27)式より，

$$I_{(sat)}=\frac{B_{(sat)}\cdot n\cdot S}{L} \quad \cdots\cdots(28)$$

と表すこともできます．

● 整流ブリッジ

整流ブリッジを流れる電流の実効値と平均値の関係を表すO.H.Schadeのグラフを図5に示します．

このグラフを利用する前にそれぞれの値を求めておきます．R_Lは負荷抵抗ですが，第5章の図1の回路においては，出力電力が15 W，効率70 %，最小入力電圧が90 V(AC)として，約560 Ωとなります．R_Sはライン・フィルタのコイルの抵抗と突入防止抵抗の和ですから，5.1 Ωとなります．

よって，横軸の$n\omega CR_L$は35と求まり，縦軸のR_S/nR_Lは0.0046と求まります．これらふたつの値によって，実効電流が平均電流の1.5倍であることがグラフから得られます．平均電流は0.2 Aですから，実効電流は0.3 Aと求まります．

図6(a)の整流ダイオードの周囲温度-出力電流のグラフより，T_a=55 °Cにおける出力電流は0.7 Aですから十分といえます．

なお，一般にコンデンサ・インプット型の整流回路では，整流ダイオードの出力電流の値が，回路の平均入力電流を0.8で割った値以上であれば良いといえます．実効電流値以上必要ということではありません．

突入電流はほぼ最大入力電圧のピーク値をR_S=5.1 Ωで割った値となります．最大入力電圧をAC 120 Vの15 %アップとすると，ピーク値は，

$$120\times1.15\times\sqrt{2}=195\,(\mathrm{V}) \quad \cdots\cdots(29)$$

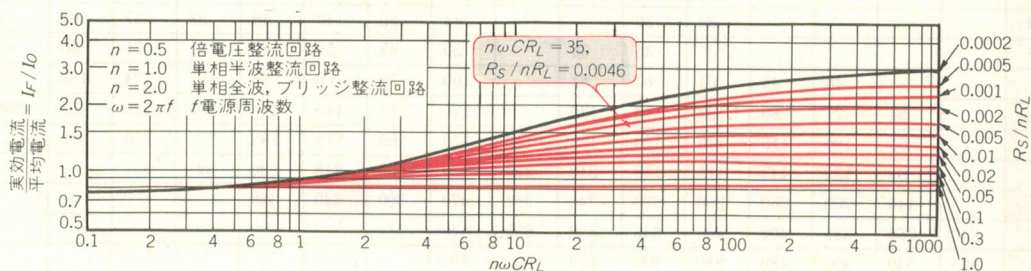
となりますから，突入電流は38 Aと求まります．図6(b)のせん頭サージ順電流耐量のグラフより，十分カバーされていることがわかります．

逆耐圧については，最大入力電圧のピーク値の2倍以上とします．ピーク値は195 Vですから，390 V以上あれば良いことになります．使用したS1VBA40の定格表ではV_{RM}が400 Vとなっており，条件を満足しています．

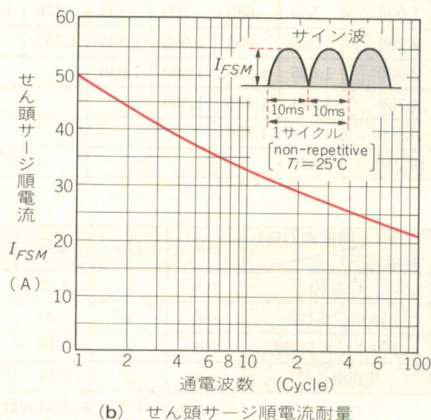
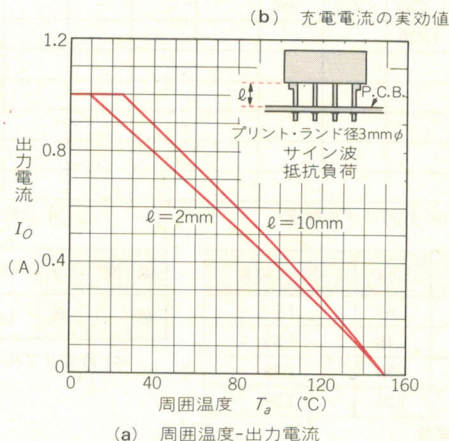
● コンデンサのリプル電流

第5章の図6(p. 64)に整流ダイオードの出力電流とトランスの1次巻線の電流と，それらふたつの電流の差の電流の波形を示しました．ふたつの電流の差の電流波形がコンデンサのリプル電流となります．したがってリプル電流の実効値は，

〈図5〉O.H.Schadeのグラフ(充電電流の実効値)

(b) 充電電流の実効値

〈図6〉[1] 整流ブリッジS1BAシリーズの特性の一部

(a) 周囲温度-出力電流

(b) せん頭サージ順電流耐量

$$I_{r(\mathrm{RMS})}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (i_1-i_2)^2 dt} \cdots\cdots(30)$$

と表せます．この式を実際に解くことは大変労力の要することになりますので，(30)式の右辺が，

$$\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_1^2\ dt+\frac{1}{T}\int_0^T i_2^2\ dt} \cdots\cdots(31)$$

より小さいことを利用することにします．(31)式は i_1 の実効値 I_1 と，i_2 の実効値 I_2 によって，

$$\sqrt{I_1^2+I_2^2} \cdots\cdots(32)$$

と表すことができます．I_1 は O.H. Schade のグラフで求めたように，平均入力電流の 1.5 倍，また I_2 は(21)式より得られますがトランスは入力電圧が最小のときに $T_{ON}=T_{OFF}$ となるように設計されていますので，I_2 は，

$$I_2=\sqrt{\frac{4\times 2}{3\times 1}}\cdot I_{IN}=1.6\cdot I_{IN} \cdots\cdots(33)$$

と求まります．したがって，(30)式の値も，

$$\sqrt{1.5^2+1.6^2}\times I_{IN}=2.2\times I_{IN} \cdots\cdots(34)$$

と求まります．I_{IN} は 0.2 A ですから，式の値は 0.44 A となります．実際の実効値はこれより低い値となりますが，大まかなところを知ることができます．

この実効値に基づいて電解コンデンサの許容リプル電流と比較するときは，許容リプル電流周波数換算係数を考慮します．(34)式の I_2 は 20 kHz 以上の高周波ですから，コンデンサに求められる許容リプル電流は，**表 1** の特性表の中の(b)の許容リプル電流周波数換算係数の 100 μF，10 kHz の値である 1.48 を用いて，

$$\sqrt{I_1^2+\left(\frac{I_2}{1.48}\right)^2}\times I_{IN}=\sqrt{1.5^2+\left(\frac{1.6}{1.48}\right)^2}\times I_{IN}$$

$$=1.85\cdot I_{IN}=0.370\,(\mathrm{A}) \cdots\cdots(35)$$

と求まります．

表 1 (a)の許容リプル電流のデータによれば 200 V，100 μF の値は 340 mA となっていて少し不足です．

● ドライブ回路定数

前掲の(23)式のコレクタ・ピーク電流を求める式に，第 5 章図 1 の回路の条件をあてはめてみると，i_{CP} は入力電圧が最小の値 DC にして 105 V のとき最大になることから，

〈表 1〉[2] 電解コンデンサ USM シリーズ(マルコン)**の許容リプル電流**(mA at 105 ℃ 120 Hz)

容量(μF) ＼ 入力(Vdc)	6.3	10	16	25	35	50	63	80	100	160	200	250	315	350	400	450
0.1						4										
0.22						6										
0.33						7										
0.47						9			9							
1						15			17		17		23	24	26	29
2.2						21			27		30	30	38	38	43	48
3.3					22	30			44	35	40	40	53	57	65	71
4.7					35	35	35		50	45	50	50	61	71	80	88
10			40	45	61	61	61		100	70	80	85	107	124	153	175
22		54	75	80	105	110	120		170	120	140	145	200	225	262	288
33		63	100	115	140	150	155	160	210	160	175	185	265	296	315	
47		83	125	145	175	190	210	220	320	200	215	230	343	357		
100		146	200	250	290	330	340	360	470	300	340	360				
220	240	260	335	400	480	545	550	600	620							
330	320	340	430	480	580	630	650	690	705							
470	420	440	575	620	670	710	725	810	890							
1,000	550	680	780	805	870	1,025	1,220									
2,200	800	960	1,055	1,235	1,365											
3,300	1,035	1,195	1,590	1,630												
4,700	1,275	1,425	1,890													
6,800	1,750	1,850														
10,000	2,045															

(a) 許可リプル電流　　（色付きのセル）は使用した平滑コンデンサ

容量(μF) ＼ 周波数(Hz)	50	120	400	1 k	10 k	50～100 k
C≦10	0.8	1	1.30	1.45	1.65	1.7
10＜C≦100	0.8	1	1.23	1.36	1.48	1.53
100＜C≦1,000	0.8	1	1.16	1.25	1.35	1.38
1,000＜C	0.8	1	1.11	1.17	1.25	1.28

(b) 許容リプル電流周波数換算係数

温　度　(℃)	70	85	105
係　　　数	1.65	1.40	1.00

(c) 許容リプル電流温度換算係数

$$i_{CP}=2\times\left(1+\frac{8}{132}\times\frac{105}{5}\right)\times\frac{15}{105\times0.7}=0.93\,(\mathrm{A})\cdots(36)$$

と求まります．

一方，帰還巻線P′に発生する電圧は(4)式より，

$$v_P'=\frac{6}{132}\times105=4.8\,(\mathrm{V})\ \cdots\cdots(37)$$

と求まります．

スイッチング・トランジスタのh_{FE}を15と仮定すると，ベース・ドライブ抵抗は次のように求められます．

$$i_{CP}=\frac{v_P'}{R_1}\cdot h_{FE}+\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot t_{stg}\ \cdots\cdots(38)$$

t_{stg}として5 μs，L_Pとして2.5 mHを代入してR_1を求めると，

$$R_1=\frac{v_P\cdot h_{FE}}{\left(i_{CP}-\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot t_{stg}\right)}$$

$$=\frac{4.8\times15}{\left(0.93-\frac{105}{2.5\times10^{-3}}\times5\times10^{-6}\right)}=100\,(\Omega)\ \cdots(39)$$

と求まります．

ドライブ回路のコンデンサC_1の値については，時定数$C_1\cdot R_1$が数μsになるように選びます．

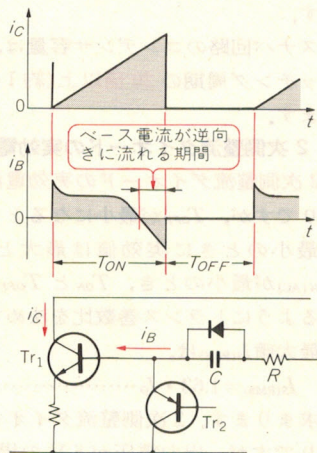
● **スイッチング・トランジスタの動作**

トランジスタが飽和してON状態にあるとき，ベースにはi_C/h_{FE}以上の電流が流れています．余分となるベース電流，

$$i_B-\frac{i_C}{h_{FE}}\ \cdots\cdots(40)$$

はベース領域内に過剰キャリアを生み出しますが，この過剰キャリアは，ベース電流がi_C/h_{FE}以下になったときにも，ON状態を維持する働きをします．

この過剰キャリア効果はトランジスタの蓄積時間t_{stg}の形で現れます．t_{stg}期間はベース電流と関係なくコレクタ電流が増して，ベース電位を上げるため，OFF状態に近づくと，ベース電流は図7のように逆方向に流れるようになります．

〈図7〉
スイッチング・トランジスタのコレクタ電流とベース電流

t_{stg}はベース領域内の過剰キャリアの消失と共に終わり，トランジスタはON状態からOFFに向かいますが，OFF状態になるまでの期間，トランジスタは極く短い期間ですが能動領域を通過します．

この能動領域を通過する期間をt_f(フォール・タイム)と呼んでいます．トランジスタがOFFに向かうと帰還巻線P′に逆方向の電圧が発生するので，トランジスタは逆バイアスされ，加速されてOFF状態にいたります．

このトランジスタのベースの逆方向電流は，逆バイアスによるエミッタ-ベース間容量の充電が完了するまで続きます．エミッタ-ベース間容量を充電する電流はベース・ドライブ回路のコンデンサCを通って流れます．

再びONするときには，このエミッタ-ベース間容量の放電から始まりますが，ベース・ドライブ回路のコンデンサCは放電を早め，ON状態への移行をスピード・アップする働きもしています．

● **スイッチング・トランジスタの損失**

スイッチング・トランジスタの損失は，OFF状態からON状態に移る際のONロス，ON状態のときのサチレーション・ロス，ON状態からOFF状態に移る際のOFFロスからなっています．これらの中で，ONロスとOFFロスはスイッチング周波数に比例するため，なるべくスイッチング周波数を下げることで，軽減できます．

サチレーション・ロスについては，第5章の図33でも説明したように，T_{ON}の終わり近くでv_{CE}がもち上がるタイプのトランジスタは大きなロスを発生します．T_{ON}期間のv_{CE}がフラットなトランジスタを使うと，サチレーション・ロスを下げることができます．

● **スナバ回路定数**

スナバ回路は，トランジスタがONからOFFに移るときにリーケージ・インダクタンスによって発生するサージ電圧を抑える回路です．

トランジスタのON期間にトランスに蓄積されるエネルギは，トランジスタのOFFの期間に2次巻線を通じて放出されますが，エネルギの伝達に寄与しないリーケージ・インダクタンスに蓄積されたエネルギは，1次側で熱エネルギとして消費するしかありません．

第5章の図18におけるダイオードD_1，コンデンサC_s，抵抗R_sがスナバ回路を構成しています．この図はトランジスタがOFFのときのスナバ回路の等価回路を示しています．

コンデンサC_s両端の電圧をV_sとすると，V_sとリーケージ・インダクタンスL_ℓ，および回路のほかの定数の間には次の関係が成立します．

ここで示したダイオード電流のピーク値は，ほぼコレクタ・ピーク電流 i_{cp} と同じと仮定してすすめます．また，リーケージ・インダクタンス両端の電圧は，$V_S-(n_P/n_S)\cdot V_O$ と表せますから，ダイオードの電流 i_S の波形は，

$$i_S=i_{CP}-\frac{\left(V_S-\frac{n_P}{n_S}\cdot V_O\right)}{L_\ell}\cdot t \quad\cdots\cdots(41)$$

と表すことができます．

すなわち，ダイオードが導通する期間 T_S は，

$$T_S=\frac{L_\ell\cdot i_{CP}}{\left(V_S-\frac{n_P}{n_S}\cdot V_O\right)} \quad\cdots\cdots(42)$$

と表すことができます．

したがって，ダイオードに流れる電流によるコンデンサの電圧上昇分は，一周期当たり，

$$\varDelta V_S=\frac{1}{C_s}\int_0^{T_S} i_S\cdot dt$$

$$=\frac{L_\ell\cdot i_{CP}{}^2}{2\left(V_S-\frac{n_P}{n_S}\cdot V_O\right)}\cdot\frac{1}{C_S} \quad\cdots\cdots(43)$$

と表せます．

一方，抵抗 R_S に流れる電圧下降分は，一周期当たり，

$$\varDelta V_S=\frac{1}{C_s}\int_0^{T}\frac{V_S}{R_s}\,dt=\frac{V_S\cdot T}{R_s}\cdot\frac{1}{C_s} \quad\cdots\cdots(44)$$

と表せます．

上昇分と下降分が等しいので，上のふたつの式から R_S について解くと，

$$R_S=\frac{V_S\cdot\left(V_S-\frac{n_P}{n_S}\cdot V_O\right)}{\frac{1}{2}\cdot L_\ell\cdot i_{CP}{}^2\cdot\frac{1}{T}}$$

$$=\frac{V_S\cdot\left(V_S-\frac{n_P}{n_S}\cdot V_O\right)}{\frac{L_\ell}{L_P}\cdot P_{IN}} \quad\cdots\cdots(45)$$

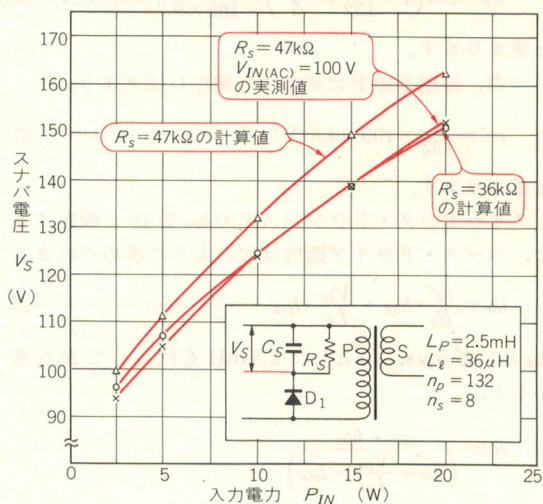
また，V_S について解くと，

$$V_S=\frac{1}{2}\left(\frac{n_P}{n_S}\right)\cdot V_O+\sqrt{\frac{L_\ell}{L_p}\cdot P_{IN}\cdot R_S+\frac{1}{4}\left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2\cdot V_O{}^2} \quad\cdots\cdots(46)$$

と求まります．

入力電力最大のときに V_S が最大となります．また，トランジスタにかかる電圧は V_S+V_{IN} ですから，入力電圧最大で入力電力最大のときに，v_{CE} ピーク電圧が最大となります．

一般的に AC 100 V/120 V 用のスイッチング・トランジスタは V_{CEO} が 400 V ですので，マージンもみて，V_S+V_{IN} が 350 V 以下におさまるように R_S を決めます．第5章の図1の回路を例にとると，最大入力電圧

〈図8〉スナバ回路の電圧と入力電力の関係

は 195 V ですから，V_S は 155 V (350 V−195 V) 以下とします．これを(45)式に代入すると，R_S は，

$$R_s=\frac{155\times\left\{155-\left(\frac{132}{8}\right)\times 5\right\}}{\left(\frac{36\times10^{-6}}{2.5\times10^{-3}}\right)\times\frac{15}{0.7}}=36\times10^3\,(\Omega) \quad\cdots\cdots(47)$$

と求まります．

しかし，実際に V_S を測定したところ，R_S として 47 kΩ を使うと V_S を 155 V 以下に抑えることができました．これは，ダイオード D_1 に流れる電流のピーク値をコレクタ電流ピーク値と同じと仮定して式を作ったためと思われます．実際のダイオード電流のピーク値はコレクタ電流のピーク値より小さい値となります．

スナバ回路の抵抗を決める際に(45)式を参考にする場合は，実際の値も確認してみてください．なお(46)式で計算した V_S の値と，実測値の比較グラフを図8に示しました．リーケージ・インダクタンスを半分に減らすと，同じ V_S を得るのに2倍の大きさの抵抗が使え，スナバ損失を半分に減らすことができることがわかります．

スナバ回路のコンデンサ容量は，時定数 $C_S\cdot R_S$ がスイッチング周期の 20 倍以上 (約 1 ms) になるように選びます．

● 2次側整流ダイオードの実効電流

2次側整流ダイオードの実効電流は(22)式に示したとおりですが，T_{OFF} が最小になるとき，すなわち $V_{IN(AC)}$ が最小のときに実効値は最大となります．また，$V_{IN(AC)}$ が最小のとき，T_{ON} と T_{OFF} の比がほぼ1：1になるようにトランス巻数比を決めていますから，(22)式の最大値 $I_{S(RMS)}$ は，

$$I_{S(RMS)}=1.63\cdot I_O \quad\cdots\cdots(48)$$

と求まります．2次側整流ダイオードは既に述べたとおりですが，出力電圧が5Vの場合は V_{RM} が 40 V の，

また12Vの場合はV_{RM}が90Vのショットキ・バリア・ダイオードを，また24Vの場合はV_{RM}が200Vのソフト・リカバリ・ダイオードを使うようにするとノイズを小さく抑えられます．

● 2次側整流ダイオードのリカバリ特性

一般のPN接合をもつダイオードは順方向に電流が流れているとき，P側の多数キャリアである正孔はN側に流れ込み，N側の多数キャリアである電子はP側に流れ込み，P，N，おのおのの領域内には相手の多数キャリア，すなわち自分にとっては少数キャリアをかかえています．

この少数キャリアは平衡状態にあるときの量にくらべると一段と濃度が高いため，少数キャリア蓄積効果と呼ばれる現象を起こします．

この現象は，大きな順方向電流が流れている回路において，ダイオードを逆バイアスしたときに見られます．スイッチング・レギュレータにおいては電圧波形が矩形波となるため，順バイアスから逆バイアスへの変化が急激で，それだけこの少数キャリア蓄積効果によって受ける影響が大きいといえます．

大きな順方向電流によって発生している少数キャリアは，逆バイアスがかかった瞬間からある時間を経て消滅しますが，この少数キャリアが生きている間は，逆方向に電流が流れてしまいます．

この現象を図9によって説明します．逆バイアスされた瞬間の電流を時間を拡大して見ると，図のいちばん下の波形となります．逆バイアスになった瞬間にはP，Nおのおのの電極に負と正が印加し，多数キャリアである正孔と電子は両端に引っ張られ，コンデンサに充電するときと同じような電流が流れます．したがってダイオード内ではパワー・ロスは生じません．この期間がt_{fr}で示された部分です．

多数キャリアが両端に引っ張られたあとでも，少数キャリアは比較的長い期間生きており，ダイオードに

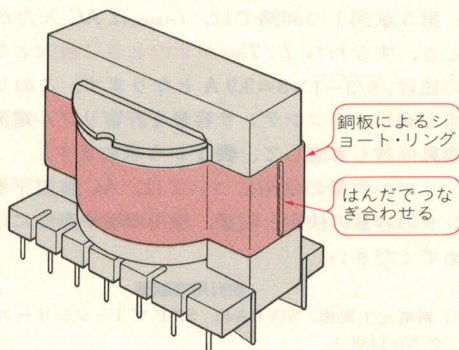
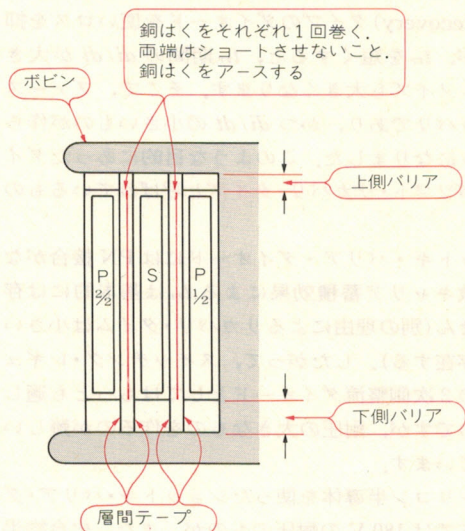
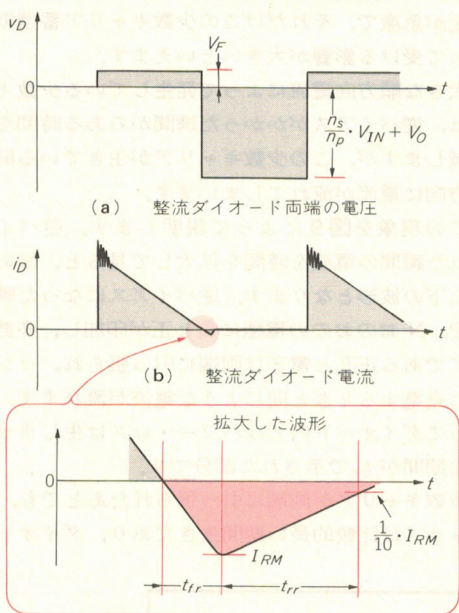
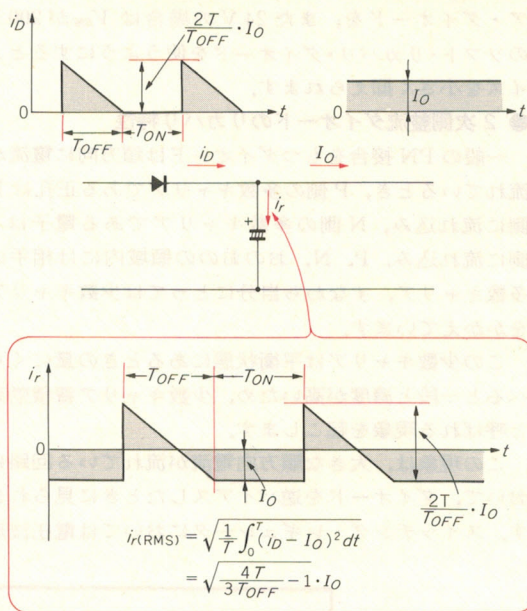
トランスのショート・リングとファラデ・シールド

ショート・リングはトランス・コアの外周に図Cに示すような銅板を巻き，両端をショートさせたものをいいます．トランス・コアの外部に漏れる磁束(リーケージ・フラックス)の一部を吸収する働きをします．

銅板の幅は，ボビンの幅から上下のバリア幅を引いた値まで拡げることができます．また厚さは一般のスイッチング電源の場合，0.2mm程度かそれより厚めのものが良いでしょう．銅板に対して垂直に入る磁束に対しては厚いほうが吸収効果があります．ショート・リングを付けるとインダクタンスが少し下がります．

ショート・リングが磁気シールドの一種とすれば，ファラデ・シールドは静電シールドに相当し，トランス・コイルの1次-2次間に図Dのに示したような銅はくを両端がショートしないように巻きます．銅はくの幅はコイルの巻幅と同じにします．銅はくの厚さは10μmの薄いもので良いでしょう．

ファラデ・シールドはコイルの1次-2次間の静電結合を防ぎ，コモン・モード・ノイズを減衰させるので，Yコンデンサと同じような効果があります．

〈図C〉トランスのショート・リング

〈図D〉トランスのファラデ・シールド

〈図9〉ダイオードの逆回復時の電流波形

〈図10〉2次側整流回路のコンデンサのリプル電流

逆方向の電流を流し続けます．この期間が逆回復時間t_{rr}(リバース・リカバリ・タイム)で示された部分です．カタログに載っているt_{rr}の値はt_{fr}も含めた値となっていて，t_{fr}との区別がされていません．

t_{rr}の期間に流れる電流はコンデンサが充電される電流と異なり，実際にダイオード内でパワー・ロスとなります．商用電源の50 Hzや60 Hzでは問題にならないパワー・ロスでも，20 kHz以上という周波数では無視できない値となります．

そこで，t_{rr}の期間を短くしたファースト・リカバリ(Fast Recovery)タイプのダイオードを使いロスを抑えますが，t_{rr}を短くすると，t_{rr}期間のdi/dtが大きくなり，ノイズも大きくなります．そこで，ファースト・リカバリであり，かつdi/dtの小さいものが作られるようになりました．このような目的にあったダイオードがソフト・リカバリ・タイプと呼ばれているものです．

ショットキ・バリア・ダイオードにはPN接合がなく，少数キャリア蓄積効果によるt_{rr}は基本的には存在しません(別の理由によるリカバリ・タイムは小さい値だが存在する)．したがって，スイッチング・レギュレータの2次側整流ダイオードとしてはもっとも適しているのですが，耐圧の大きなものを作るのが難しいとされています．

現在シリコン半導体を使ったショットキ・バリア・ダイオードでは180 Vの耐圧のものが，また，化合物半導体を使ったショットキ・バリア・ダイオードでは300 V以上の耐圧のものがそれぞれ発売されています．

● 2次側平滑コンデンサのリプル電流

ダイオードの整流電流と出力電流およびコンデンサの充放電電流の波形を図10に示しました．充放電電流の実効値$i_{r(RMS)}$は次のように求められます．

$$i_{r(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T (i_D - I_O)^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{\int_0^T i_D^2 dt + I_O^2 \int_0^T dt - 2I_O \int_0^T i_D dt}{T}} \quad \cdots\cdots (49)$$

ルート内の第1項は整流電流の実効値の2乗，第3項は整流電流の平均値I_Oですから，

$$i_{r(RMS)} = \sqrt{\frac{4T}{3T_{OFF}} - 1} \cdot I_O \quad \cdots\cdots (50)$$

と求まります．

第5章図1の回路では，$i_{r(RMS)}$はAC入力が最小のとき，すなわちT/T_{OFF}が2のときに最大となり，その値は$\sqrt{8/3-1} \times 3 = 3.9$ Aとなります．このリプル電流を満足するコンデンサ容量を許容リプル電流周波数換算係数も考慮して、**表1**から求めます．

リプル容量の余裕については，AC整流平滑コンデンサの容量の決定と同様，使用環境や寿命に応じて決めてください．

◆引用文献◆

(1) 新電元工業㈱，S1VBA40，S.I.P.ブリッジシリーズ，カタログ No.J438-1.

(2) マルコン電子㈱，アルミ電解コンデンサ，カタログ No. 1001J，1989.12.

絶縁トランスの設計と製作をマスタしよう

ワイド入力型RCC方式SWレギュレータの設計と製作

リニア・レギュレータに対してスイッチング・レギュレータは入力電圧が高くなってもそれほど効率は落ちません．そこでAC 85〜270 Vの入力電圧に対して定電圧出力が効率よく得られるRCC方式のスイッチング・レギュレータを製作します．この章ではトランスの設計について比較的詳しく解説しています．

リンギング・チョーク・コンバータ(RCC，別名自励式フライバック・コンバータ)方式のスイッチング・レギュレータは，スイッチング・パワー・トランジスタが発振を行うための素子を兼ねているため，回路が最も簡単な電源のひとつです．この電源は使用目的がはっきりしている場合には，生産性やコスト面で有利な点を十分に引き出すことができます．

そこで，現在では2 W程度の小出力から200 W近い中出力まで，幅広くこのRCC方式が実際に使用されています．

ところでRCC方式の重要な部品のひとつにトランスがあります．これは電源の設計にあたって，出力電圧や出力電流はもちろんのこと，発振(スイッチング)周波数，デューティ比，効率などの特性を決める大きな要素となっています．そして，このトランスの設計・製作にあたっては飽和電流やリーケージ・インダクタンスなどの電気的特性だけでなく，安全規格もクリアしていなければなりません．

そこでRCC方式に使われるトランスについて，どのような方法でコアのサイズやギャップを決定したらよいのか，またコイルの巻線比や線径の決め方などを，実際に設計・製作しながら紹介することにします．

ここでは，多少電磁気学的な理論も取り入れて，基礎からの説明を試みました．

また，トランスの安全規格や前章と同様に実際にコイルを巻くときのテクニックを説明します．そして製作したトランスと回路について測定し，その結果を設計時に求めた計算値と比較してみました．

実験回路と製作フロー

製作した電源は，AC入力電圧を90〜270 Vとワイドにとり，DC出力電圧を12 V，出力電流範囲を0.5〜3.0 Aとしました．AC入力をワイドにとったのは，計算値と実測値をより詳しく比較するためです．そのために回路としては，図1のような比較的ワイ

〈図1〉実験に用いたRCC方式スイッチング・レギュレータ回路

ド化が容易な定電流ベース・ドライブ回路を用いました．

製作した基板を**写真1**に示します．

次に，これから後の説明の理解に役立つ簡単な説明を行います．

● 実験回路について

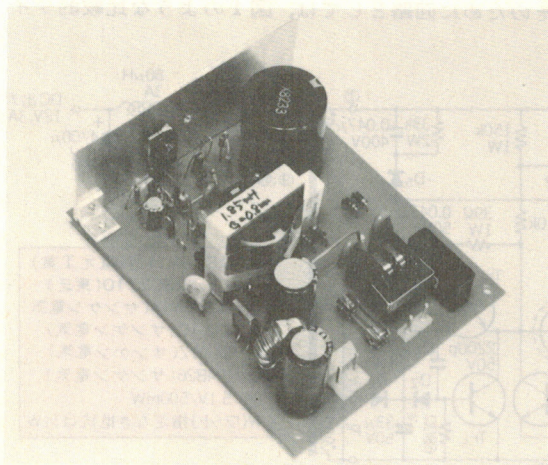
図1の回路において，自励発振はTr_1とトランスの1次巻線Pと帰還巻線P′によって行われます．もうひとつの巻線P″は電圧検出巻線と呼ばれ，この巻線の電圧が一定となるようにTr_1のON期間が制御されます．

2次巻線Sによって出力側に取り出される電圧はP″とSの巻数比に比例するため，出力電圧も間接的に一定となります．このP″によって得られる定電圧を利用して，Tr_1のベース電流の直流成分を得ようとするのがこの回路の動作目的です．

まずTr_4とそのベースに接続されている抵抗2.2 kΩ，およびコレクタに接続されている抵抗33 Ωが定電流ドライブ回路を構成します．またTr_3はツェナ・ダイオードDzとともに前述の電圧検出回路を構成しています．Tr_2はTr_1の過電流保護用です．

● トランスの設計のポイント

トランスの設計はかなり経験に頼る面があります．その理由は，巻数とコア断面積とギャップがすべて一元的には求まらないからです．したがって，それら三つのうちひとつを仮に決めて計算を進め，不具合があったらフィードバックして修正するという手法が必要になります．経験が豊かな人ほどフィードバックの回数が少なくてすむわけですが，経験のない人でもこれから説明するような方法でフィードバックをかけてチェックをしながら進めれば，能率よく設計ができます．

具体的な説明を設計時の手順に合わせて進められるように，なるべく**図2**の順にしたがって行います．

〈写真1〉実験に使用したボード

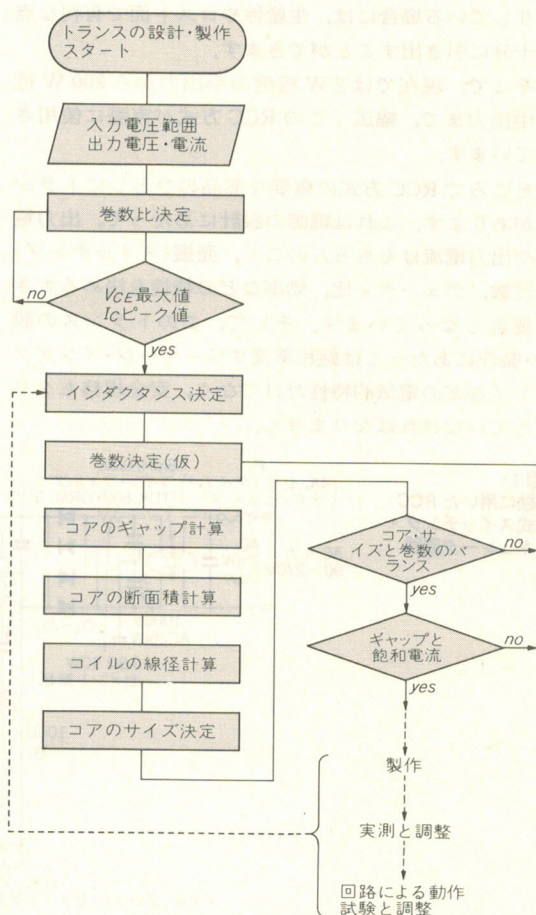
発振のメカニズムと発振周波数

● RCC方式の発振の原理

RCCの発振周波数は入力電圧と出力電流の変動によってかなり変化しますが，その変化の幅は巻数比を適当に選ぶことによりかなり抑えることができます．この点を理解しておくと便利ですので，RCCの発振周波数から説明します．

図3はブロッキング・オシレータを利用したRCC方式の原理図で，**図1**の自励発振部のみを取り出した回路です．Tr_1，P，P′はそれぞれ**図1**のTr_1，P，P′に対応しています．

図3において，起動抵抗R_1によりTr_1にバイアス電流が流れ，1次巻線Pにも電流が流れ始めると，帰還巻線P′にはドット・マーク側を正とする電圧が発生してTr_1をさらに深くバイアスし，ON状態にします．このとき，Pには入力電圧V_{IN}がかかり，PのインダクタンスL_Pとコレクタ電流i_Cとの間には(1)式の関係

〈図2〉RCC方式スイッチング・レギュレータ用トランスの設計フロー

が成立します．

2次巻線Sにもドット・マーク側を正とする電圧が発生しますがダイオードD_1によってブロックされているため，Sによる影響は無視できます．P′によるベース電流も小さいので無視できます．

$$V_{IN}=L_P\cdot\frac{di_C}{dt} \quad\cdots\cdots(1)$$

この式は初期条件 $i_C=0$($t=0$のとき)を考慮すると，次のように表されます．

$$i_C=\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot t \quad\cdots\cdots(2)$$

ここでi_Cは図4に示すように直線的に増加しますが，それにともなってTr_1の飽和電圧 $V_{CE(sat)}$は図5に示すように$i_C=h_{FE}\cdot i_B$の点で急に大きくなり，Pにかかる電圧は小さくなります．また同時に，P′に発生する電圧も小さくなります．そのため，Tr_1はベース電流が減ってv_{CE}が加速度的に大きくなり，飽和領域から能動領域を経てOFF状態にいたります．

Tr_1のON期間をT_{ON}とすると，Tr_1のコレクタ電流のピーク値i_{CP}は次のように表されます．

$$i_{CP}=\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON} \quad\cdots\cdots(3)$$

この電流によってトランス・コアに蓄積されるエネルギe_Lは，(2)，(3)式より次のように表されます．

$$e_L=\frac{1}{2}L_P\cdot i_{CP}{}^2=\frac{(V_{IN}\cdot T_{ON})^2}{2L_P} \quad\cdots\cdots(4)$$

トランス・コアに蓄積されたエネルギはコア内の磁束を減少させる方向で，磁束の変化率が負となって放出されるため，各巻線にはドット・マーク側を負とする電圧が発生します．Pに発生する電圧は，Tr_1がOFF状態に移る直前から完全にOFF状態にいたるまでのフォール・タイム t_f の期間だけ電流として流れて，スイッチング・ロスの原因となりますが，その他の期間は流れません．P′に発生する電圧はTr_1を逆バイアスしOFF状態を保持します．

このとき，Sに発生する電圧は図3に示したD_1を導通します．したがって，トランス・コアのエネルギは主にSを通じて負荷に供給されます．出力電圧をV_o，D_1に流れる電流をi_D，またSのインダクタンスをL_Sとすると，それらの間には次の関係があります．

$$V_O=-L_S\cdot\frac{di_D}{dt} \quad\cdots\cdots(5)$$

この式の解は初期条件 $i_D=i_{DP}$($t=0$のとき)として，次のように表されます．

$$i_D=i_{DP}-\frac{V_O}{L_S}\cdot t \quad\cdots\cdots(6)$$

i_Dは図6に示すように直線的に減少します．

トランス・コアのエネルギの放出が完了してi_Dがゼロになるまでの期間，すなわちTr_1のOFF期間をT_{OFF}とすると，i_{DP}は次のように表されます．

$$i_{DP}=\frac{V_O}{L_S}\cdot T_{OFF} \quad\cdots\cdots(7)$$

また，このSによって2次側に供給されるエネルギe_L'は次式で表されます．

$$e_L'=\frac{1}{2}L_S\cdot i_{DP}{}^2=\frac{(V_O\cdot T_{OFF})^2}{2L_S} \quad\cdots\cdots(8)$$

ここでTr_1のフォール・タイム t_f によるロスやトランスのリーケージ・インダクタンスによるロスなどを無視すると，(4)式と(8)式は互いに等しいので次の関係が成立します．

$$\frac{T_{OFF}{}^2}{T_{ON}{}^2}=\frac{L_S}{L_P}\cdot\frac{V_{IN}{}^2}{V_O{}^2} \quad\cdots\cdots(9)$$

インダクタンスは巻数の二乗に比例しますから，巻数をおのおのn_Pとn_Sとすると次のように表せます．

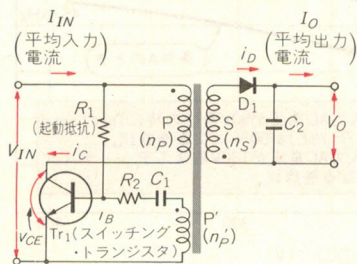
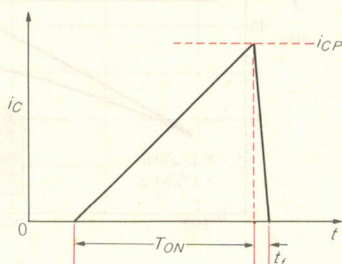
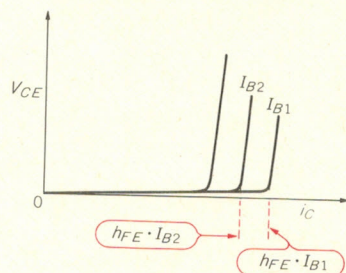
$$\frac{T_{OFF}}{T_{ON}}=\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O} \quad\cdots\cdots(10)$$

これを変形するとV_Oは次のように表せます．

$$V_O=\frac{n_S}{n_P}\cdot V_{IN}\cdot\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} \quad\cdots\cdots(11)$$

すなわち，出力電圧V_OはT_{ON}とT_{OFF}の比を制御することにより，一定に保つことができることがわかります．さらにT_{ON}について考えてみると，(3)式と$i_{CP}=h_{FE}\cdot i_B$の関係からT_{ON}がi_Bに比例することもわかります．

図3は原理図ですのでi_Bを制御する回路をもっていませんが，実際には図1のTr_3とツェナ・ダイオードD_Zがi_Bを制御してT_{ON}を変化させ，定電圧出力が得られます．すなわち図1において，出力電圧が上

〈図3〉RCC方式の原理図

〈図4〉Tr_1のコレクタ電流i_Cの波形

〈図5〉Tr_1のi_Cとv_{CE}の関係

昇しようとすると，D_Zを通じてTr_3のベース電流が増加します．するとTr_3のコレクタ-エミッタ間インピーダンスが下がり，Tr_1に流れるベース電流を引き込んでi_Bを小さくしてT_{ON}を小さくし，上昇しようとする電圧を下げる方向に働くわけです．

トランス・コアのエネルギが２次側に放出された直後に，帰還巻線P′に発生するパルスのバック・スイングでTr_1は再びON状態となり，連続的な発振が維持されます．

発振の状態をTr_1のコレクタ電流i_C，コレクタ-エミッタ間電圧v_{CE}とD_1に流れる電流i_Dを，共通の時間軸に描くと**図７**のように表せます．この図中のt_1～t_2の期間が定常入力で定常出力時の波形とすると，t_3～t_4の期間は定常入力で出力電力が下がった場合，t_5～t_6の期間は定常出力で入力電圧が上がった場合の波形を示しています．

● 発振周波数

発振の周期$T_{ON}+T_{OFF}$を$T=1/f$とおけば，入力電力P_{IN}を用いて次のように求めることができます．

$$P_{IN}=e_L\cdot f=\frac{(V_{IN}\cdot T_{ON})^2}{2L_P}\cdot\frac{1}{T}\quad\cdots\cdots(12)$$

(10)式を次のように変形し，

$$\frac{T}{T_{ON}}=1+\frac{T_{OFF}}{T_{ON}}=1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\quad\cdots\cdots(13)$$

(12)式に(13)式のT_{ON}を代入すると，

$$P_{IN}=\frac{V_{IN}{}^2}{2L_P}\cdot\frac{T}{\left(1+\dfrac{n_S}{n_P}\cdot\dfrac{V_{IN}}{V_O}\right)^2}\quad\cdots\cdots(14)$$

よって，

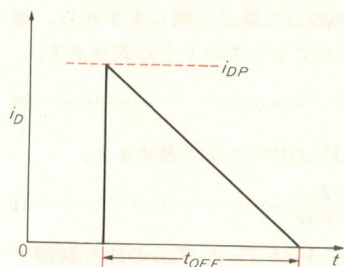
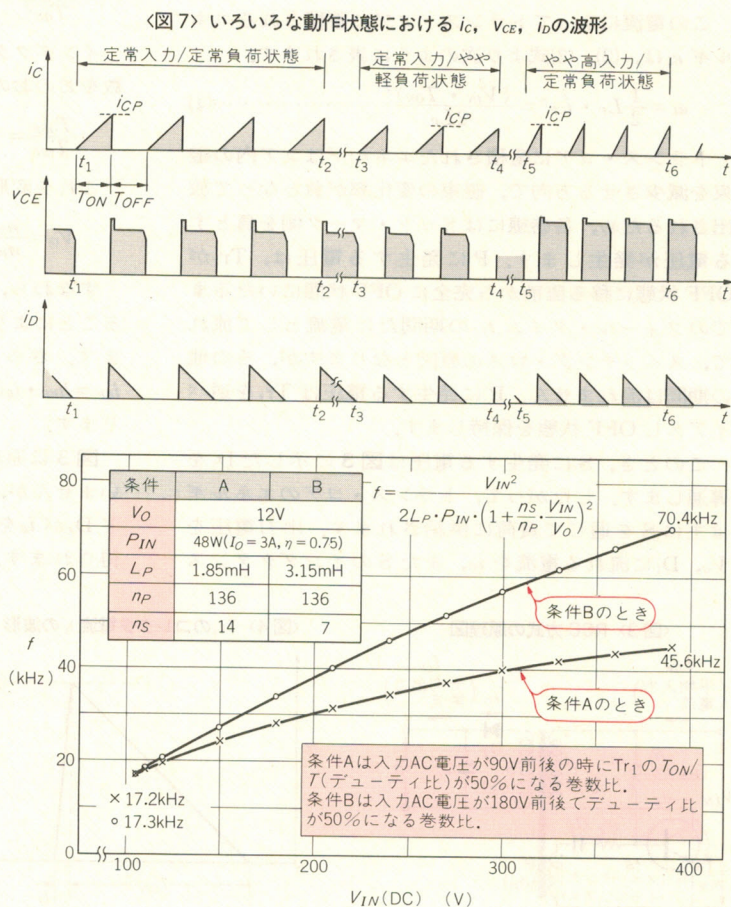
$$f=\frac{1}{T}$$

$$=\frac{1}{2L_P\cdot P_{IN}}\times\frac{V_{IN}{}^2}{\left(1+\dfrac{n_S}{n_P}\cdot\dfrac{V_{IN}}{V_O}\right)^2}\quad\cdots\cdots(15)$$

(15)式によれば，発振周波数fは入力電圧V_{IN}および入力電力P_{IN}によって変化することがわかります．fはP_{IN}に対して反比例に変化しますが，V_{IN}に対してn_Pとn_Sの比を適当に選ぶことにより，変化の幅を抑えられることがわかります．

図８はn_Pとn_Sの比が異なる場合のfのV_{IN}に対する変化をプロットしたものです．

〈図６〉２次側ダイオード電流i_Dの波形

〈図７〉いろいろな動作状態におけるi_C，v_{CE}，i_Dの波形

〈図８〉DC入力電圧V_{IN}に対する発振周波数fの計算値の例

トランスの巻数比とインダクタンス

● 巻数比の決め方とスイッチング・トランジスタ

図8のグラフからn_S/n_Pを大きくしたほうがV_{IN}の変動に対する発振周波数fの変化が小さくなりますが，Tr_1のコレクタ・ピーク電流が大きくなり，$V_{CE(sat)}$によるサチュレーション・ロスが増えます．

逆にn_S/n_Pを小さくするとTr_1のコレクタ-ピーク電流は小さくなりますが，コレクタ-エミッタ間ピーク電圧が大きくなりトランジスタに与えるストレスが大きくなります．

今回の例は出力パワーが比較的小さいのでトランジスタの選択に困ることはありませんが，出力パワーが大きくなると，コレクタ・ピーク電流を左右するn_S/n_Pが重要なファクタになります．

図8の条件AとBでは，Aの場合コレクタ・ピーク電流が大きくなりますが，周波数変動は小さくなります．また，のちほど説明するコレクタ-エミッタ間サージ電圧も小さくなるメリットがあります．

そこで今回はAの条件を使いました．

条件Aは$n_P=136$回，$n_S=14$回です．ここでn_Pを136回とした理由は，与えられた条件のもとでおおよそ見当のつく1次巻線の線径とコア・ボビンの巻幅により，巻幅いっぱいに密着巻きで巻ききれる巻数を得て，その巻数の整数倍の値としました．

巻ききれる巻数の最小値は34回ですが，それではなぜ34回や64回または102回巻きを選ばなかったかというと，1次巻線の磁気飽和電流をなるべく大きくしたいからです．その理由は順次説明の中で行います．

n_S/n_Pが大きいとコレクタ-エミッタ間サージ電圧も下がりますので，V_{CEO}を小さくする代わりにh_{FE}のリニアリティを改善したRCC専用のトランジスタもあります．

● スイッチング・トランジスタTr_1の定格の確認

巻数比が決定した段階で，次の2点を確認する必要があります．

▶コレクタ-エミッタ間にかかる電圧

Tr_1がOFFの期間にPに発生する電圧と入力電圧の合計の電圧をv_{CE}とすると，v_{CE}は次の式で表せます．

〈表1〉スイッチング・レギュレータ用トランジスタの例

品　名（メーカ）	V_{CEO}	I_C	パッケージ
2SC3153（三洋電機）	800V	6A	TO3P
2SC3551（富士電機）	800V	5A	TO3P
2SC3679（サンケン電気）	800V	5A	TO3P
2SC3783（東　　芝）	800V	5A	TO3P
2SC3981（松下電子工業）	800V	5A	TO3P*
2SC4311（新電元工業）	800V	6A	TO220*

＊絶縁タイプ

$$v_{CE}=V_{IN}+\frac{n_P}{n_S}\cdot V_O \quad\cdots\cdots(16)$$

電源のAC入力条件は90〜270Vですが，AC300Vの瞬時入力を考慮してv_{CE}を求めると次のような値となります．

$$v_{CE}=300\times\sqrt{2}+\frac{136}{14}\times12\fallingdotseq541(\mathrm{V}) \quad\cdots\cdots(17)$$

(16)式の右辺のV_Oは実際には12Vではなく，図3に示したD_1と巻線抵抗のドロップ分や軽負荷時の電圧上昇分，OFF瞬間のトランジェント・サージ分を考慮する必要があります．このためV_{CEO}には十分なマージンをとる必要があります．

一般的にAC入力220V用のスイッチング・トランジスタの多くはV_{CEO}が800Vですので，このようなトランジスタを選べば十分です．また前述のように，V_{CEO}を下げてその代わりにh_{FE}を改善したトランジスタもありますので条件によっては使用することができます．

▶コレクタ・ピーク電流

コレクタ・ピーク電流i_{CP}は入力平均電流I_{IN}を用いると，

$$i_{CP}=\frac{2T}{T_{ON}}\cdot I_{IN} \quad\cdots\cdots(18)$$

となりますので，入力電力P_{IN}を用いて次のように表せます．

$$i_{CP}=\frac{2T}{T_{ON}}\cdot\frac{P_{IN}}{V_{IN}}$$

$$=2\left(1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\right)\cdot\frac{P_{IN}}{V_{IN}} \quad\cdots\cdots(19)$$

V_Oが12Vの場合の効率は直流電源の入力に対して約75%ですので，P_{IN}は$12\times3\div0.75=48$(W)と仮定できます．

またi_{CP}は(19)式よりV_{IN}が最小のとき最大となりますので，AC90Vのときの整流平滑後のリプル下限値を105Vと仮定して代入します．

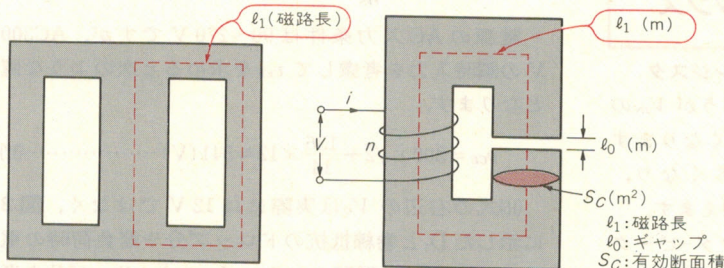
$$i_{CP}=2\times\left(1+\frac{14}{136}\times\frac{105}{12}\right)\times\frac{48}{105}\fallingdotseq1.7(\mathrm{A}) \quad\cdots\cdots(20)$$

したがって，コレクタ電流が1.7Aにおいてもh_{FE}が極端に低下しないようなトランジスタを選ぶ必要があります．

このようなトランジスタとしては表1のようなものがあります．これらの中で新電元工業の2SC4311はパッケージがTO220の絶縁タイプですが，ほかのTO3Pと同じレベルの電流が得られることから，実験ではこのトランジスタを使いました．

● 帰還巻線P′と電圧検出巻線P″

帰還巻線P′の巻数は，V_{IN}が最小のときでもベース・ドライブ電圧として約5V程度が得られるように決めます．今回の場合は6回としました．

〈図9〉EI型，EE型，EER型コアのモデル

（a）横から見たコアの形と磁路長　（b）計算に用いるパラメータ

〈図10〉ギャップにおける磁束

電圧検出巻線P″の巻数は，検出する電圧と出力電圧の比に2次巻数を乗じて得ますが，今回は検出回路に5.1Vのツェナ・ダイオードを使用するので6回としました．

● 1次巻線Pのインダクタンス

⒂式をL_Pについて求めると，次のようになります．

$$L_P=\frac{V_{IN}{}^2}{2f\cdot P_{IN}\cdot\left(1+\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{V_O}\right)^2}\cdots\cdots(21)$$

図8からV_{IN}が小さいほどfは低くなることがわかります．fが15 kHz以下になると，トランス・コイルの振動による音波が可聴領域に入ります．余裕をみて，AC入力90 Vのときの整流平滑後の下限値である105 Vのときのfを，20 kHzになるようにL_Pを選びます．

$$L_P=\frac{105^2}{2\times20\times48\times\left(1+\frac{14}{136}\times\frac{105}{12}\right)^2}\fallingdotseq1.59\times10^{-3}(\mathrm{H})\quad\cdots\cdots(22)$$

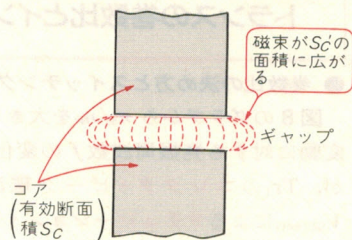
これで一応L_Pが求められたわけですが，⒂式，(21)式のいずれもTr1の$V_{CE(\mathrm{sat})}$やt_fによる影響とD1の順方向電圧V_Fによる影響を無視しているため，回路を組んで試験したのちに再度適正値に補正する必要があります．今回は実際のインダクタンスを1.85×10^{-3}(H)に決めました．

トランス・コアと巻線の決定

● コア・サイズの選び方

EI型，EE型，EER型のコアを横からみた形は図9(a)のようになりますが，インダクタンスと飽和電流を求めるためのモデルとして，図9(b)の形のコアを用いても同じです．図9(b)において，コアの断面積(有効断面積)をS_C(m²)，磁路長をl_1(m)，ギャップをl_0(m)，コアの比透磁率をμ_1，真空透磁率をμ_0(H/m)とおきます．

そしてアンペールの周回積分の法則，

$$\int_c Hdx=n\cdot i\quad\cdots\cdots(22)$$

H：磁界(A/m)

n：コイルの巻数

i：コイルの電流(A)

を図9(b)のモデル・コアに適用します．するとコア内の磁界をH_1(A/m)，ギャップにおける磁界をH_0(A/m)として次のように表せます．

$$\int_0^{l_1}H_1dx+\int_0^{l_0}H_0dx=n\cdot i\quad\cdots\cdots(23)$$

H_1とH_0は一定と考えられますから，

$$H_1\cdot l_1+H_0\cdot l_0=n\cdot i\cdots\cdots(24)$$

となります．

コア内の磁束密度をB_1(T，テスラ)，ギャップの磁束密度をB_0(T)とおくと，磁束Φ(W，ウェーバ)はそれぞれ$B_1\cdot S_C$，$B_0\cdot S_C'$と表せます．

ギャップにおいては，磁束は図10のように広がりをみせますので，S_C'はS_Cより大きな値に補正すべきですが，l_0が小さい場合は$S_C'\fallingdotseq S_C$として近似計算が可能です．

そこで，$\Phi=B_1\cdot S_C=B_0\cdot S_C'\fallingdotseq B_0\cdot S_C$，すなわち$B_1\fallingdotseq B_0$となります．このことから，(24)式は次のように展開できます．

$$H_1=\frac{B_1}{\mu_1\cdot\mu_0},\ H_0=\frac{B_0}{\mu_0}\fallingdotseq\frac{B_1}{\mu_0}\cdots\cdots(25)$$

より，

$$\frac{B_1}{\mu_1\cdot\mu_0}\cdot l_1+\frac{B_1}{\mu_0}\cdot l_0=n\cdot i\quad\cdots\cdots(26)$$

これをiについて解くと，

$$i=\frac{B_1}{n\cdot\mu_0}\cdot\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)\cdots\cdots(27)$$

(27)式よりコイルの飽和電流$i_{(\mathrm{sat})}$はコアの飽和磁束密度$B_{(\mathrm{sat})}$を使って次のように表せます．

$$i_{(\mathrm{sat})}=\frac{B_{(\mathrm{sat})}}{n\cdot\mu_0}\cdot\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)\cdots\cdots(28)$$

表2に各社のコアの材質をサンプリングして調べた$B_{(\mathrm{sat})}$を示します．$B_{(\mathrm{sat})}$は温度によってかなり左右されますから，実際には100〜120 ℃の$B_{(\mathrm{sat})}$のデータを調べ，設計する必要があります．

前出のコレクタ・ピーク電流i_{CP}が1.7 Aですから，

〈表2〉
RCC方式スイッチング・レギュレータに使用されるコア材質

メーカ	品番	飽和磁束密度[$B_{(sat)}$]			比透磁率	
		(mT)	温度(℃)	磁界(A/m)		測定条件
TDK	PC30	510	25	1592	3200(min)	25kHz/200mT
		390	100	1592	3200(min)	
	PC40	510	25	1592	3000(min)	
		390	100	1592	3000(min)	
トーキン	2500B	490	—	1200	2500±20%	初期透磁率
	3100B	490	—	1200	3100±20%	
日本フェライト	SB5S	480	—	—	3000	
	SB7H	490	—	—	3200	
FDK	H63	520	23	—	2500±20%	
三和(韓国)	PL3	500	20	1200	2400±25%	
		380	100	1200	2400±25%	

コア・メーカ各社のカタログ・データより

余裕を見て $i_{(sat)}=2.0$ Aを満足する条件を(28)式から求めてみます．今回使用したコアの材質PC30(旧H_{7C1})の100℃における$B_{(sat)}$は390 mTですが，約80％のマージンを見ることにして310mTとすると，

$$\frac{B_{(sat)}}{n\cdot\mu_0}\cdot\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)\geqq 2.0 \quad\cdots\cdots(29)$$

となる必要がありますが，

$$\frac{B_{(sat)}}{n\cdot\mu_0}\cdot l_0\geqq 2.0 \quad\cdots\cdots(30)$$

を満足する条件を求めておけば十分といえます．

真空透磁率 $\mu_0=4\pi\times10^{-7}$(A/m)より，l_0は次のように求まります．

$$l_0\geqq 2\cdot\frac{n\cdot\mu_0}{B_{(sat)}}=2\times\frac{136\times4\pi\times10^{-7}}{310\times10^{-3}}$$

$$\fallingdotseq 1.1\times10^{-3}\,(\mathrm{m}) \quad\cdots\cdots(31)$$

ギャップが1.1×10^{-3}(m)以上でも，必要なインダクタンスである1.85 mHが得られるコアの断面積S_C(m²)を計算するため，もうひとつファラデの電磁誘導の法則を使います．

$$\int Edx=-\frac{d}{dt}\int B\cdot n\cdot dS \quad\cdots\cdots(32)$$

これを図9(b)のモデル・コアに適用すると，式の左辺はコイルの起電力(emf)であり，また右辺の積分は磁束鎖交数ですから次のように表せます．

$$V=-\frac{d}{dt}\left(n\cdot B_1\cdot S\right)=-n\cdot S\cdot\frac{dB_1}{dt} \quad\cdots\cdots(33)$$

(27)式を使って電流の微分方程式に直します．

$$V=-\frac{\mu_0\cdot n^2\cdot S}{\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)}\cdot\frac{di}{dt}=-L\frac{di}{dt} \quad\cdots\cdots(34)$$

したがってインダクタンスL(H)は次のように表すことができます．

$$L=\frac{\mu_0\cdot n^2\cdot S}{\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)}\,(\mathrm{H}) \quad\cdots\cdots(35)$$

この式からコアの断面積S_C(m²)は次のように表せます．

$$S_C=\frac{L}{\mu_0\cdot n^2}\cdot\left(\frac{l_1}{\mu_1}+l_0\right)(\mathrm{m}^2) \quad\cdots\cdots(36)$$

自分が使おうとしているコアがすでに決まっている場合は，断面積が十分であるかどうかを，(36)式に磁路長などのデータを入れて確認できますが，コア・サイズがまったくわからないときは，$l_1/\mu_1\ll l_0$と仮定して$S_{C(m^2)}$を求めます．

コアの材質がPC30の場合，比透磁率が3200(min)なので断面積は次のように求まります．

$l_1/\mu_1\ll l_0$と仮定して：

$$S_C=\frac{L\cdot l_0}{n^2\cdot\mu_0}=\frac{1.85\times10^{-3}\times1.1\times10^{-3}}{136^2\times4\pi\times10^{-7}}$$

$$\fallingdotseq 88\times10^{-6}\,(\mathrm{m}^2) \quad\cdots\cdots(37)$$

計算値の断面積を満足するコアとしてはEI30(111 mm²)，EE30(109 mm²)，EER35(107 mm²)などをあげることができます．

今回は巻数を136回とした前提でスタートしましたが，巻数を136回以下にしたい場合はギャップを小さくし，断面積の大きいコアを使います．また逆に，断面積の小さいコアを使いたい場合は，ギャップと巻数の両方を増せば良いことがわかります．

いずれの場合も(29)式または(30)式と(36)式で確認できます．ただし，$S_C'\fallingdotseq S_C$の条件で近似計算していますので，l_0が大きくなると誤差が大きくなり注意が必要です．

● コイルの線径

RCC方式の場合は負荷が重くなるに従い周波数が低くなります．一方，1次巻線の電流が最大になるときの周波数は20 k～40 kHzですので，高周波電流による表皮効果ロスはそれほど気にする必要はありません．

しかし，線径を決めるには巻線の抵抗成分によるロスを考慮する必要があります．このロスは，電流の実効値から求めることができます．

電流は1次側2次側ともにのこぎり波ですので，公式により実効値$I_{(RMS)}$はそれぞれ次式で与えられます．すなわち1次側は，

$$I_{P\,(RMS)}=\sqrt{\frac{T_{ON}}{3T}}\cdot I_{CP}=\sqrt{\frac{4T}{3T_{ON}}}\cdot I_{IN}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(38)$$

2次測は，

$$I_{S\,(RMS)}=\sqrt{\frac{T_{OFF}}{3T}}\cdot I_{DP}=\sqrt{\frac{4T}{3T_{OFF}}}\cdot I_{O}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(39)$$

となります．デューティ比T_{ON}/Tが入力電圧に反比例することから，上のいずれの式の値も入力電圧が最低のときに最大となります．

AC90 V入力時の整流平滑後の平均電圧を115 Vとすると，(10)式または(13)式および(19)式を用いて次の値が得られます．

1次巻線：$I_{P(RMS)}=0.68$(A)　…………………………(40)

2次巻線：$I_{S(RMS)}=4.9$(A)　…………………………(41)

巻線の抵抗によるパワー・ロスで，トランス中心部がどのくらい温度上昇するのかを実際に熱電対を中心部に付けることにより測定することができます．しかし，今回は測定せず経験的な数値によりおおよそ次の式で線径を求めました．

$$D=\sqrt{\frac{I_{(RMS)}}{\pi}}\,(\mathrm{mm}\phi)\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(42)$$

この式より1次巻線Pの線径を0.45 mmφとしました．2次巻線Sの線径は1.3 mmφとなるのですが，太過ぎるため0.7 mmφ×3本パラレルとしました．

また帰還巻線P′と電圧検出巻線P″はともに電流が小さいので，0.2mmφとしました．

トランスを作るテクニック

〈表3〉絶縁トランスに関するIEC950の規格内容

項　目	IEC950による規定の解釈
空間距離 1次-2次間	6.4(6.0) mm(注) (　)内の数値は正式な品質管理工程で製造されており，かつ100％の耐圧試験が実施されている場合に適用できる.
沿面距離 1次-2次間	上に同じ (シールされていると見なせるトランスの場合)
絶縁テープ 1次-2次間	(1) 1枚の耐圧が強化絶縁の耐圧試験にパスするテープを2枚重ねとする. または, (2) 2枚重ねの耐圧が強化絶縁の耐圧試験にパスするテープを3枚重ねとする.
絶縁耐圧 試験電圧	50 Hzまたは60 Hzの交流3000 V，またはそのピーク値に相当する直流を1分間印加して絶縁破壊を起こさないこと(注). (トランスとして完成した場合は,通常負荷でヒート・ランさせた後で行う)

(注) この数値は入力がAC220/240 Vで出力が一般のスイッチング電源の範囲(巻数比によっても異なるがおおよそ200 Vくらいまで)のものに適用できる.

● 安全規格

トランスの1次-2次間の絶縁耐圧などの安全規格は各国によって異なっています．日本では電気用品取締法，米国ではUL規格，ドイツではVDEなどで規定されています．

今回はAC入力範囲を90〜270 Vと広くとっているので，IEC(International Electrotechnical Commission)が定めている規格に基づくことにします．IECについては第12章で詳しく触れますが，事務機器に適用されてきたIEC380と情報機器に適用されてきたIEC435が，1990年から1991年にかけてIEC950(VDE0805と同等)に統一されました．また日本を含め，各国がIEC950を導入しつつあるためここでもIEC950に従うことにしました．

表1はIEC950の規格の絶縁トランスにかかわる項目を簡単にまとめたものですが，この規格に準じていれば，UL，VDEのどちらに対しても承認申請が可能です．

● 沿面距離

沿面距離は絶縁材料の表面に沿って測った距離のことで，これを1次側と2次側の間で6 mmに保つためには，図11のようにボビンの上下におのおの3 mmと6 mmのバリア・テープを巻く必要があります．

写真2(a)はボビンに最初のバリア・テープを巻いた状態を示しています．上側は沿面距離がバリア・テープ幅の往復分になりますが，下側はピンに巻き付けるための引き出し線があるので，片道で6 mm必要となります．ただし，この引き出し線に絶縁チューブをかぶせることで，3 mmのバリア・テープで済ますことも可能です．

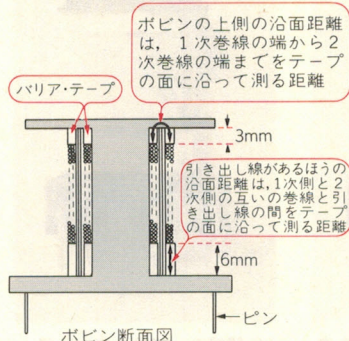
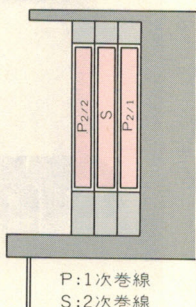
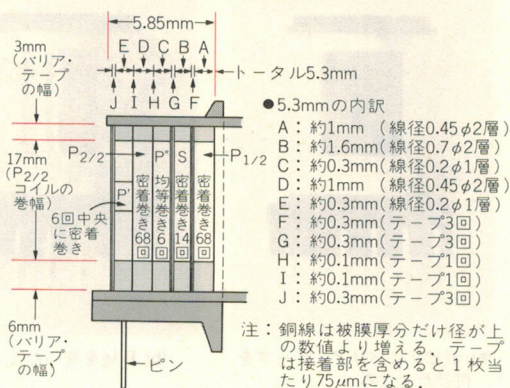
● 絶縁テープ

テープ・メーカのカタログにはテープ1枚当たりの耐電圧が記載されています．2枚重ねでAC3000 Vに耐えるには，1枚当たりDCで約2200 V以上の耐電圧が必要です．今回は1枚当たり3000 Vのテープを使いました［例：ニチバン㈱，ポリエステル・テープNo.573H-UL，テープ厚50 μm］．

このようなテープを3回巻くわけですが，巻く表面がでこぼこしていると一部分が伸びて耐圧不良をおこすこともあります．また引き出し線をピンにはんだ付けするときの熱による劣化にも注意が必要です．1次巻線(P，P′，P″)どおしの間には，テープそのものの耐圧や巻数の規定はありませんが，動作絶縁(第12章参照)を確保するため同じテープを1回巻きとしました．

● サンドイッチ巻き

安全規格を守りながらリーケージ・インダクタンスを最小に抑えるために巻数の多い1次巻線Pを分割し，その間に2次巻線Sを入れます．その構造を図

〈図 11〉 沿面距離の考え方

〈図 12〉 サンドイッチ巻きのようす

〈図 13〉 すべてのコイルを巻き終わったボビン

〈表 4〉 リーケージ・インダクタンスの比較実験
(2次側Sをショートして測定)

	トランスA	トランスB
サンドイッチ	有	無
コアおよびボビン	EI33およびEI33用ボビン（スペース・ギャップ：0.6mm）	
断面図	約17mm P2/2 S P1/2	S P
巻　数	$P_{1/2}$：58回（0.5mmφ） S　：14回（1.0mmφ） $P_{2/2}$：56回（0.5mmφ）	P：114回（0.5mmφ） S：14回（1.0mmφ）
層間テープ	$P_{1/2}$とSの間：25μm厚×5回 Sと$P_{2/2}$の間：25μm厚×5回	PとSの間：25μm厚×5回
インダクタンス	$P_{1/2}+P_{2/2}$：2.85mH S：43.4μH	P：2.85mH S：43.4μH
リーケージ・インダクタンス	24.4μH	63.6μH

12に示します．

このようなサンドイッチ方式がどの程度リーケージ・インダクタンスを改善するのか，ふたつのトランスを作って測定してみました．**表4**にその結果を示します．サンドイッチ巻きのトランスAのほうが，非サンドイッチ巻きのトランスBにくらべリーケージ・インダクタンスが約1/3に減少しているのがわかります．

● コイルの巻き方

以上述べてきた沿面距離，テープ厚，サンドイッチ巻きなどを考慮に入れると，トランスの窓（コイルを巻くことができる領域）に対する制約が出てきます．飽和電流の観点から選択されたコアの中でも適さないものが出てきます．

例えばEI30はボビンの上下に3mmと6mmのバリア・テープを付けると，巻ける幅が8mmしか残りません．この8mmに0.45mmφの1次巻線を136回も巻くと8層になってしまい，いくらサンドイッチ巻きにしても，リーケージ・インダクタンスが大きくなってしまいます．そこで今回は使用するコアとしてEE30，またはEER35が適していることになります．今回はEER35を使用することにしました．

EER35用のボビンの巻き幅は，上下に3mmと6mmのバリア・テープを付けても17mm残ります．線径0.45mmφの場合，被膜厚を考慮しても1層に34回巻くことができます．また線径0.7mmφを3本パラレルにして巻く場合，被膜厚を考慮しても1層に7回巻くことができます．

そこで**図13**に示すように136回の1次巻数の半分の68回（P ½）をボビンのもっとも内側に巻き（2層），その上に2次巻線の14回を2層で巻きます．2次巻線の上に電圧検出巻線P''（0.2mmφ）を6回均等に巻き，その上に1次巻線Pの残り半分の68回（P ²⁄₂）を2層で巻きます．帰還巻線P'はいちばん外側に6回巻きます．

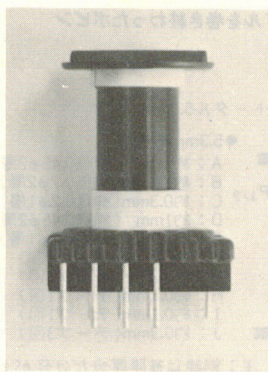
写真2(b)に1次巻線の半分のP ½巻線を巻いたところ，**写真**(c)にその上に絶縁テープを付けたところ，**写真**(d)にはその上に2次巻線Sを巻くために必要なバリア・テープを付けたところを示します．完成したトランスを**写真3**に示します．

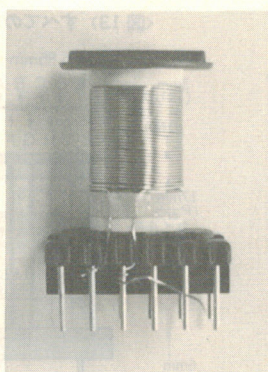
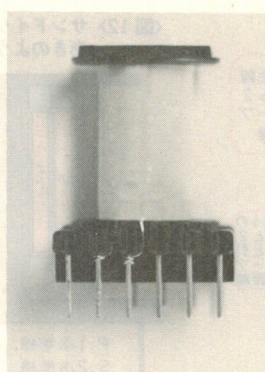
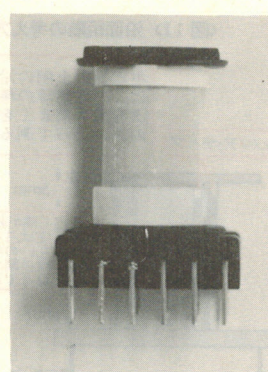
トランスの飽和電流の確認

ここでコアの具体的な形状などが決まりましたので，ギャップの値と飽和電流値を再度計算して確認しておきます．

● コア・ギャップの計算

トランス・コアのギャップl_0(m)は，コアの断面積S_Cを決めるための(36)式から求めることができます．(36)式をl_0について変形し，各値を代入します．

$$l_0=\frac{\mu_0\cdot n_P{}^2\cdot S_C}{L_P}-\frac{l_1}{\mu_1}$$

(a) ボビンにバリア・テープを付けたところ

(b) P ½を巻いたところ

(c) P ½の上に絶縁テープを巻いたところ

(d) 絶縁テープの上にバリア・テープを付けたところ

〈写真 2〉 ボビンにコイルを巻くプロセス(P ½の上に絶縁テープとバリア・テープを巻くところまで．ボビンはTDKのBEEC35-1112P)

トランスの製作に必要な材料と工具

■ コアとボビン(写真 A)

これらはペアで購入できますが，ボビンには縦型(コアが基板に対して立った状態になる)と横型(コアが基板に対して横になる)があるので指定する必要があります．試作に使う少量を購入する場合は，コア・メーカの代理店や秋葉原のラジオ・デパート〔例えばアイコー電子㈱ ☎ 03(3253)3409〕などで求めることができます．

ボビンには縦型と横型があります．基板上のスペースを抑えるには縦型が，また高さを抑えるには横型が適しています．

■ ウレタン線(写真 B)

巻線用のウレタン線は，いろいろな太さのものがあります．これらのウレタン線は1kg単位でも，また20m単位でも購入できます．秋葉原ではラジオ・デパート前の小柳出電気商会〔☎ 03(3253)9351〕で計り売りも，メートル売りもしてくれます．

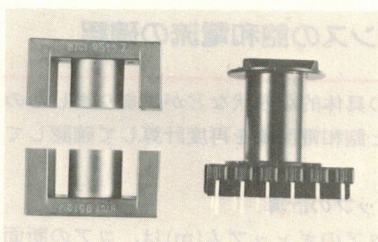
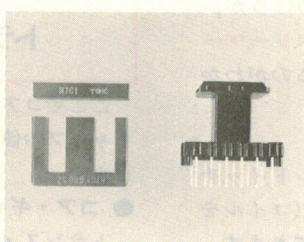
■ 絶縁テープとギャップ調整用ポリエステル・シート(写真 C)

テープ・メーカとシート・メーカは異なります．これらを少量ずつ購入する場合は，電気絶縁材を専門に扱っている協栄電気㈱〔☎ 03(3434)8651〕などに相談するのが早道です．

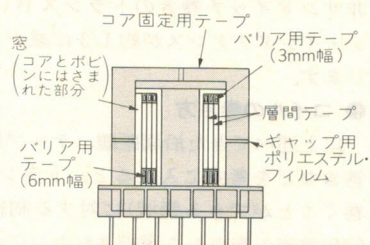
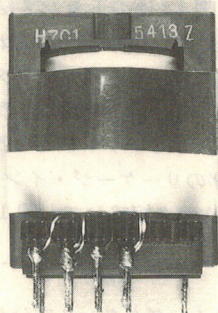
テープの幅はボビンの巻き幅に合ったものが必要ですが，30 mmあれば，RCC用トランスのほとんどのサイズに合いますので，30 mm幅のテープを用意しておき，使用するときはボビンのサイズに合わせてカットするのがよいでしょう．

また，テープには1次-2次コイルの層間用，1次どうしの層間用，バリア用，およびコア外周用の4種類が必要となりますが，1次どうしの層間用とコア外周用は共通可能です．

1次-2次コイルの層間用は安全規格を満たす耐圧をもつものを用います．耐圧3000 Vのテープ厚50 μm(のり部分を含めて75 μm)のものを用意しておけばよいでしょう．具体的品名の例は写真に紹介しました．

シート材は，コアのギャップに用いるものですが，0.2 mm，0.3 mm，0.5 mmの3種類があると，0.2 mm～0.8 mmまで1枚か2枚重ねで0.1 mmステップでギャップ調整が可能です．

(a) コア EER42/42/20Z(PC30材)とボビン BEER42/42/20-1112CP

(b) コア EI33/29/13(PC30材)とボビン BE33/29/13-1112CPL

〈写真 A〉 コアとボビン(TDK)

〈図 A〉 各テープの位置使用

〈写真 3〉
完成したトランスの外観

$$= \frac{4\times\pi\times10^{-7}\times136^{2}\times107\times10^{-6}}{1.85\times10^{-3}} - \frac{90.8\times10^{-3}}{3200}$$

$$\fallingdotseq 1.32\times10^{-3}\,(\mathrm{m}) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots (43)$$

ここで，

L_P：1次巻線のインダクタンス(H)

l_1：磁路長(m)

n_P：1次巻線数

μ_0：真空透磁率(H/m)

μ_1：コアの比透磁率

S_C：コアの断面積(m^2)

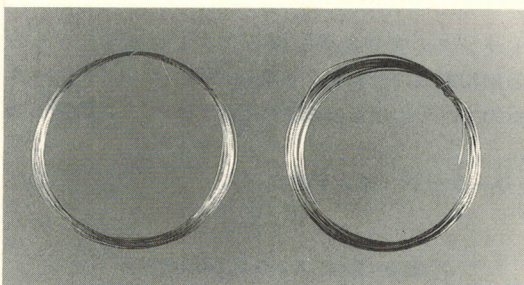
です．

このギャップはコアのセンタ・ポールにギャップを設ける場合の値になりますが，スペーサを利用してギャップを設ける場合は約半分の値とします．すなわち1.32 mmの半分の0.66 mmの厚さのスペーサを両サイドのポールにはさみます．しかし，実際には計算どおりの値にはなりませんし，後でショート・リングを被せたときにも変化します．そこで，何回かギャップ

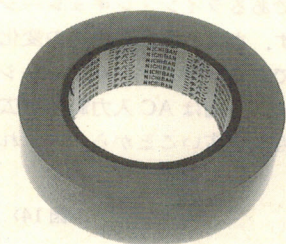
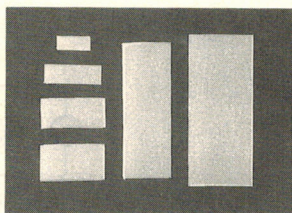
■ 工具類(写真 D)

トランスの製作にはテープやフィルムの切断加工が必要ですので，カッティング・マット(デパートの文房具売場にある)を用意することをお勧めします．

ボビンの巻幅に合ったサイズのテープを特注するのは高くなりますから，巻幅より広めの既製の幅のテープを購入してカッティング・マット上にいったん張り付けて，適当な幅になるようにカットするのが良いでしょう．そのほかのテープも同様です．スペース・ギャップ用のフィルムはコアの両サイドの接合部にはさむものですので，コアのサイズに合わせて切ります．

できあがったトランスの断面図を図Aに示します．コア固定用テープにはポリエステル・テープなどを用い，ギャップ用フィルムが抜け落ちることのないように，ある程度強く巻くのがコツです．

〈写真 B〉 ウレタン線(左：0.2mmϕ，右：0.6mmϕ)

テープ厚(ベース厚)	全厚	No.
25μm	50μm	553HUL
50μm	75μm	557HUL

(a) 層間および外周用ポリエステル・テープ約30mm幅〔ニチバン(株)〕

(b) バリア用エポキシ含浸テープ〔全厚0.23 mmで30 mm幅のもの．ニチバン(株) No. 620ULT〕

(c) ギャップ調整用ポリエステル・フィルム〔東レ(株)ルミラー〕を裁断したもの

〈写真 C〉 絶縁テープとギャップ調整用シート

〈写真 D〉 テープを加工する工具

を差し替えて調整する必要があります．

実際のギャップは0.8 mm厚のスペーサとしました．これを両サイドにはさみ，ショート・リングを被せたときのインダクタンスが約1.85 mHとなりました．ショート・リングを被せないとこれより大きな値となります．

● コアの飽和電流の確認

コアの飽和電流は(28)式によって求めることができますが，すでにインダクタンスがわかっているので，(28)式と(35)式から得られる式，

$$i_{(sat)}=\frac{nB_{(sat)}S_C}{L}\quad\cdots\cdots(44)$$

を利用して求めてみます．

ここでは$B_{(sat)}$に表2のPC30の100℃における値である390 mTの80 %，すなわち310 mTを代入し，nに136，S_Cに107×10^{-10}(m²)，Lに1.85 mHをそれぞれ代入すると，$i_{(sat)}$は，

$$i_{(sat)}=\frac{136\times310\times10^{-3}\times107\times10^{-6}}{1.85\times10^{-3}}$$

$$=2.4(\mathrm{A})\quad\cdots\cdots(45)$$

と求まります．

飽和電流として2 A以上を目標にしているので，計算の結果では余裕があるといえます．

トランスの測定

トランスの測定結果を表5にまとめます．ギャップと飽和電流の計算値と実測値の違いはすでに述べましたので，そのほかの測定項目について次に説明します．

● リーケージ・インダクタンス

〈表5〉 製作したトランスの測定結果

	計算値	実測値
インダクタンス	1.59mH 最低周波数20kHzをもとに(21)式より求めた値	1.85mH 最低周波数を20kHzとするために必要な実際の値
ギャップ	1.32mm インダクタンス1.85mHをもとに(43)式より求めた値	1.6mm 0.8mmのスペーサを使用．センタ・ギャップに換算して約1.6mm． インダクタンス1.85mHを得るために必要な実際の値
飽和電流	2.4A ギャップ1.6mmをもとに(45)式より求めた値	2.4A 室温にて，インダクタンスが下がり始める直流電流値(飽和する少し前)
リーケージ・インダクタンス	——	37μH
絶縁抵抗	——	DC500V 1分間印加後 100MΩ以上
絶縁耐圧	——	DC5600V 1分間印加 絶縁破壊なし

図14(a)のトランス結合回路において，トランスが理想的な結合素子であれば，2次側回路は巻数比の二乗に比例したインピーダンスが1次側に接続された形として，図14(b)のように表すことができます．そこで，もしトランスが1次側と2次側におのおのL_P'とL_S'のリーケージ・インダクタンスをもっていた場合，2次側を短絡しても図14(c)のように回路には，

$$L_P'+\left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2\cdot L_S'\quad\cdots\cdots(46)$$

のインダクタンス成分が残ります．

このリーケージ・インダクタンスは小さいほどよいのですが，出力電圧が低いほど大きくなりがちです．リーケージ・インダクタンスはパワー・ロスの原因になるだけでなく，スイッチング・トランジスタTr_1にとって，好ましくないサージの発生の原因にもなります．

● 絶縁抵抗と絶縁耐圧

絶縁抵抗は500 V，1分間の印加後で正確な読み取りは不可能でしたが，100 MΩ以上は十分にありました．絶縁耐圧は直流5600 V(AC4000 V相当)，1分間の印加で絶縁破壊を起こすことがありませんでした．

実験回路の評価

● ライン・レギュレーションとロード・レギュレーション

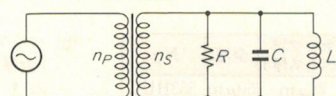
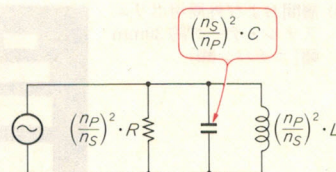
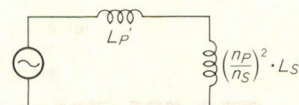
入力電圧$V_{IN(AC)}$の変化に対する出力電圧V_Oの変動であるライン・レギュレーションを図15(a)に示します．また，出力電流I_Oの変化に対する出力電圧の変動であるロード・レギュレーションを図15(b)に示します．今回はAC入力範囲が広いことと，負荷変動範囲もやや広いことから，いずれのレギュレーションも十

〈図14〉 リーケージ・インダクタンスの測定法

(a) トランス結合の基本回路

$\left(\frac{n_S}{n_P}\right)^2\cdot C$

$\left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2\cdot R$

$\left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2\cdot L$

(b) 1次側からみたインピーダンス

(c) 2次側を短絡したとき

分とはいきませんでした．

入力条件や出力条件によっては回路図のなかのコンデンサ C_9の値を下げることができます．この場合，レギュレーション特性はおのおの改善されます．

また，レギュレーションをより改善する必要がある場合は，図16に示した回路を付け加えます．このような出力電圧を直接検出する回路により，ライン・レギュレーションやロード・レギュレーションだけでなく，回路図中の D_6，D_Z，Tr_3，D_7などの温度特性が原因となる出力電圧の温度ドリフトも改善することができます．

● **入力電圧と発振周波数**

実測した発振周波数の変化のようすを(15)式と比較してみました(図17)．

● **効率とリプル特性**

効率は $V_{IN(DC)}$が 105〜390 V の間で約 77 %でした．

出力端子間のリプル・ノイズ電圧を図15(c)に示しました．

コレクタ電流の波形(回路図の抵抗 R_9の両端の電圧)を写真4に示します．このときの条件は直流入力

コアのギャップと *B-H* カーブ

コアのギャップを変えたとき，*B-H* カーブがどのように変わるかを図Bに示します．ギャップが大きくなるに従って傾きが小さくなります．また，ギャップがゼロのときの傾きを$\mu_1\mu_0$(μ_1はコアの比透磁率，μ_0は真空の透磁率)とすると，飽和したとき，すなわちμ_1が1になったときの傾きはμ_0となります．

ギャップが存在するとなぜ傾きが小さくなるか，その説明は本文の(27)式を変形して行うことができます．(27)式を B_1について解くと，

$$B_1=\frac{n \cdot i}{\ell_1}\cdot\frac{\mu_0}{\left(\frac{1}{\mu_1}+\frac{\ell_0}{\ell_1}\right)} \quad \cdots\cdots\text{(A)}$$

と表すことができます．いっぽう，この式において，ℓ_0をゼロとおけば，ギャップがゼロのときの磁束密度が求まります．すなわち，

$$B_1(\ell_0=0)=\frac{n \cdot i}{\ell_1}\mu_0\mu_1 \quad \cdots\cdots\text{(B)}$$

となります．上の(A)式と(B)式を比べると，ギャップ ℓ_0を設けることにより，もとの傾き $\mu_0\mu_1$が，

$$\mu_0\mu_1 \rightarrow \frac{\mu_0}{\frac{1}{\mu_1}+\frac{\ell_0}{\ell_1}}$$

と小さくなることがわかります．ℓ_0が大きいほど傾きが小さくなります．

また，傾きが小さくなるということは，飽和させるまでにより大きな磁界(H)が必要になることですから，同じ巻数ならばより大きな電流が流せることになります．すなわち飽和電流が大きくなります．

次にギャップにおける磁界の強さH_0は，磁束密度そのものはコアにおいてもギャップにおいてもほぼ同じと考えられるので，

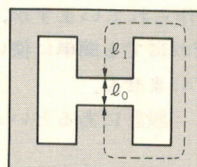
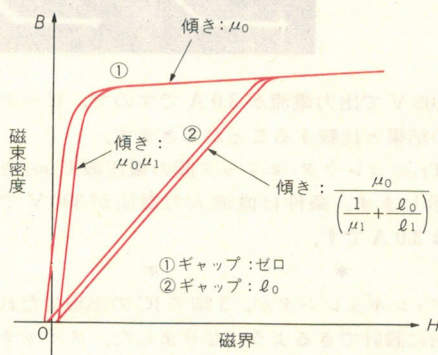
$$H_0=\frac{B_1}{\mu_0}=\frac{n \cdot i}{\ell_1}\cdot\frac{1}{\frac{1}{\mu_1}+\frac{\ell_0}{\ell_1}} \quad \cdots\cdots\text{(C)}$$

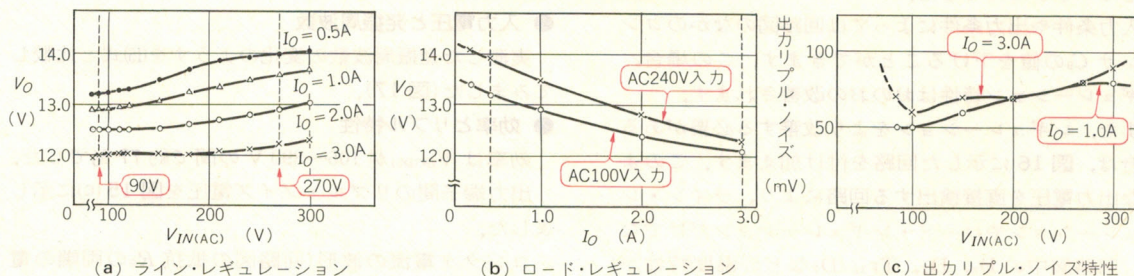
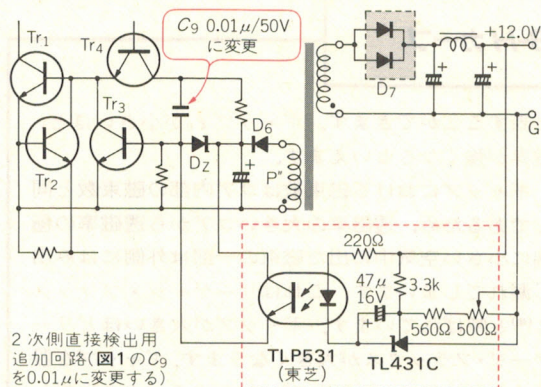
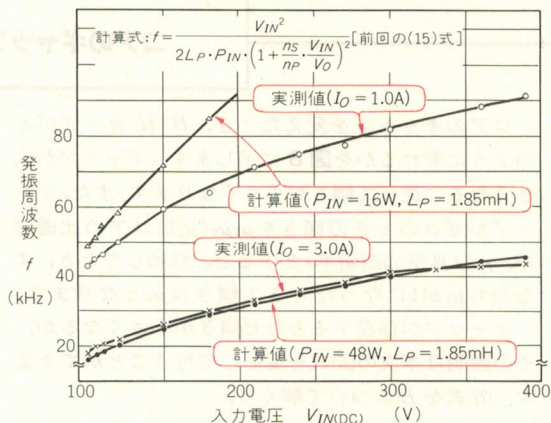
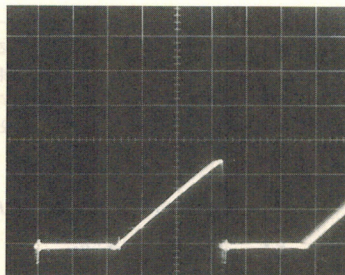
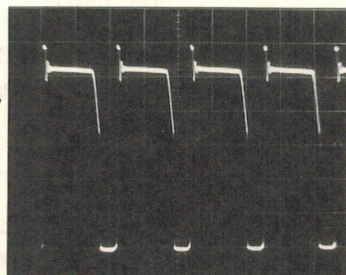
と表すことができます．ギャップ ℓ_0が小さいほど，磁界が強くなるといえます．

ギャップにおける磁束数はコア内部の磁束数と同じであるため，透磁率の大きいコアから透磁率の極端に小さい空気中に出た磁束の一部は外側にはみ出し漏れてしまいます．これはリーケージ・フラックス(注)と呼ばれています．ギャップが大きいほどリーケージ・フラックスが大きくなります．ギャップを設けるトランスは，このリーケージ・フラックスに対して，ショート・リングなどによる対策をとったほうがよいでしょう．

(注)　ギャップから漏れる磁束だけがリーケージ・フラックスではありません．コイルによって発生する磁界が，仮にコアにギャップがなくても，すべてコア内の磁束になるわけではなく，一部はコアの外の磁束となります．これらのコアの外に漏れるすべての磁束をリーケージ・フラックスといいます．

〈図B〉コアのギャップと *B-H* カーブ

コアの比透磁率：μ_1
真空透磁率：μ_0
磁路長　：ℓ_1
ギャップ：ℓ_0

〈図15〉 製作した実験回路の特性

(a) ライン・レギュレーション　(b) ロード・レギュレーション　(c) 出力リプル・ノイズ特性

〈図16〉 レギュレーション特性の改善法

〈図17〉 入力電圧に対する発振周波数の変化

〈写真4〉
R_9(0.3Ω)の両端の電圧〔$V_{IN(DC)}$=105 V, I_O=3.0Aのとき (0.2V/div, 10μs/div)〕

〈写真5〉
v_{CE}の波形
〔$V_{IN(DC)}$=390V, I_O=3.0Aのとき(100V/div, 10μs/div)〕

電圧が105 Vで出力電流が3.0 Aですので，ピーク値を(18)式の結果と比較することができます．

またTr₁のコレクタ-エミッタ間の電圧波形 v_{CE} を**写真5**に示します．条件は直流入力電圧が390 Vで出力電流は3.0 Aです．

*　　*

リニア・レギュレータが，3端子ICの出現でだれにでも自由に設計できるようになりました．スイッチング・レギュレータにおいても，RCC用のコンパクトなICが複数のメーカによって作られていますが，リニア・レギュレータのようにだれにでも簡単に使いこなせるというレベルには至っていません．

その最大の原因はトランスの設計にあるといえます．トランスの設計がまちがっていると性能が出ないだけでなく，ICを瞬時に破壊してしまうことがあります．

この章の説明だけではまだまだ十分といえませんが，トランスが経験や勘だけによってしか作れないというものではなく，理論的な計算と実験による確認で，だれにでも作れるということが，示せればと思いました．

また，トランスのギャップや飽和電流についてはコア・メーカのカタログの AL 値や NI 値のグラフからもっと手軽に得ることもできますが，本章ではあえてやや原始的とも思える求め方を紹介しました．カタログ・データから得る方法については他章のトランス設計編を参照してください．

第7章

12V・2A，24V・5A

MA 1020とTDA 4605の使い方をマスタしよう

専用ICを使ったRCC方式SWレギュレータの設計と製作

ここでは，ICパワー・モジュールMA1020(新電元工業)と，コントロールIC TDA4605(シーメンス)を用いた応用回路を製作します．これらのICを上手に使うことにより，回路を簡素化し，小型軽量化することができます．

スイッチング・レギュレータ用ICにはふたつのタイプがあります．ひとつはパワー・トランジスタを中心に，周辺のコントロール部分をICの中に取り込んだタイプで，もうひとつはパワー・トランジスタ以外のコントロール部分をまとめたタイプです．

前者は，バイポーラ・トランジスタをスイッチング・デバイスにした比較的回路もシンプルなRCC方式に多くみられ，後者はパワーMOS FETをスイッチング・デバイスにしたやや複雑なRCC方式や，MOS FET，バイポーラを問わず回路が複雑となるFCC(フォワード・カプルド・コンバータ)方式に多くみることができます．

また，構造からみると，前者はほとんどがハイブリッドICであるのに対し，後者はほとんどモノリシックICとなっています．

そこで，これらふたつのタイプからひとつずつを選んで紹介することにしました．ひとつは新電元工業のパワー・トランジスタを含んだRCC方式用のパワーIC MA1020で，過電流保護やフの字型保護の回路に独自のくふうがされています．

もうひとつは，シーメンス社のMOS FET用コントロールIC TDA4605で，発振が自励式である点や，出力電流が無負荷状態になっても使える点に特徴があるICです．

新電元工業のMA1020はソニーのVTRにも採用されていますが，部品集積度の高い製品の電源用ICとしてのメリットが生かれています．また，アプリケーション・ノートも用意されており，経験の浅い人にも作れるように配慮されています．

シーメンスのTDA4605は，グルンディッヒ(ドイツ最大のTVメーカ)の大型TVに採用され，MOS FETを直接ドライブできるICです．機能や動作がわかりやすく，使いやすいICといえます．

なお，これらのICには，いずれも特許申請をしている回路が含まれているようです．

1 MA1020を使った12V・2Aスイッチング・レギュレータ

● MA1020の特徴

MA1020(新電元工業)の特徴は，まずパッケージ的には背が低くできているので電源を薄く作ることができ，パッケージが絶縁タイプなので高密度実装が可能で，プリント基板を省スペース化できる点にあります．

また，回路的にはシンプルであるにもかかわらず，ソフト・スタートとフの字特性をもつ過電流保護機能がついている点にあります．

MA1020と同じシリーズの製品を**表1**に示します．また，MA1020の外観およびこのシリーズの外形図と内部等価回路を**図1**(a)～(c)に示します．

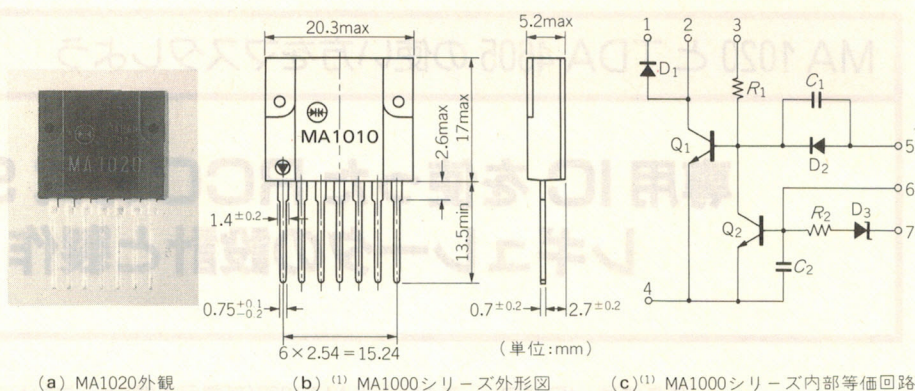
● 回路動作と保護機能

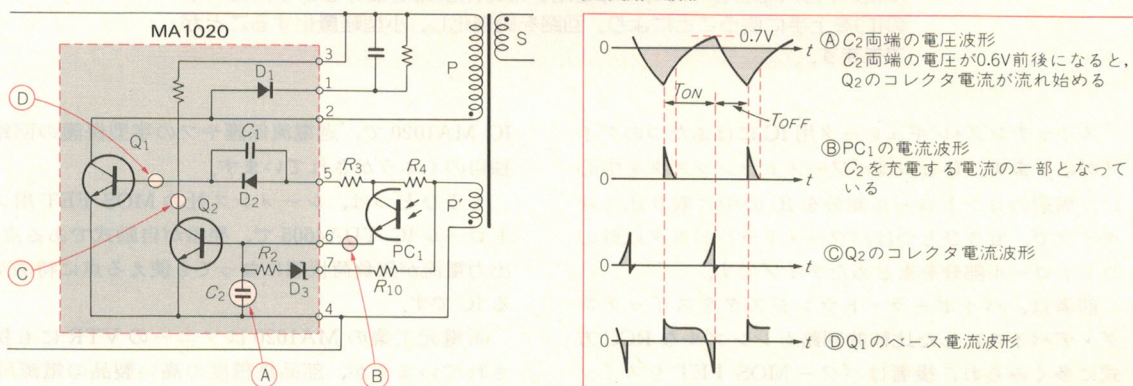
図2に，ICと周辺回路および主な点の電圧電流波形を示します．第5章で紹介した図1のディスクリー

〈表1〉[1] RCC方式スイッチング・レギュレータ用パワーIC MA1000シリーズ(新電元工業)

特性 / 型名	パワー・トランジスタ		適用AC電源	出力電力	
	V_{CEO}	$I_{C(DC)}$		単電源	ワイド・レンジ
MA1010	450V	3A	120V以下	20W	不可
MA1020	450V	3A	120V以下	30W	不可
MA1030	450V	4A	120V以下	50W	不可
MA1040	800V	2A	240V以下	40W	20W
MA1050	800V	3A	240V以下	60W	30W

〈図1〉
RCC方式スイッチング・レギュレータIC
MA1020(新電元工業)

(単位:mm)

(a) MA1020外観　(b)[1] MA1000シリーズ外形図　(c)[1] MA1000シリーズ内部等価回路

〈図2〉 MA1020の周辺回路と波形

ト回路においては，Tr_2のベース電流の大きさによってのみT_{ON}が制御されていますが，図2の回路においては，Q_2のベース電流の大きさとC_2の充放電の時間のふたつによって，T_{ON}が制御されています．

Q_2の周辺の動作を電源スイッチをONして立ち上がらせた後，負荷電流を大きくして短絡状態まで変化させてみると次のようになります．

まず，電源スイッチをONするときは出力電圧がゼロに近いため，フォト・トランジスタはしゃ断状態です．したがって，C_2はD_3とR_2とR_{10}を流れる電流によってのみ充電されます．このときC_2は初め電荷が空っぽですから短期間に充電され，T_{ON}は小さく抑えられます．

この状態の発振が続いて出力電圧が立ち上がってくると，C_2はT_{OFF}期間に帰還巻線P′に発生する電圧によって電荷が逆方向に蓄積され，電荷が空っぽのときより長い充電時間が必要となり，T_{ON}は長くなります．出力電圧の上昇と共にT_{ON}が長くなるため，電源スイッチをONしたときに過電流が流れることがありません．このような起動はソフト・スタートと呼ばれます．

このようにして出力電圧が立ち上がった後は，フォト・トランジスタもしゃ断状態から能動状態になって，そのコレクタ電流がC_2の充電時間を制御するようになり，出力電圧に応じたT_{ON}を得るようになります．

出力電流をさらに大きくしていくと，フォト・トランジスタを流れる電流がしぼられて，C_2の充電時間が長くなりT_{ON}が大きくなります．しかし，フォト・トランジスタを流れる電流がゼロになった後は，T_{ON}はC_2，R_2，R_{10}による時定数により決まる値以上に増大することができず，出力電流は限界となります．

そして，さらに負荷インピーダンスが下がると出力電圧が下がり始めますが，出力電圧が下がると，T_{OFF}期間に帰還巻線P′に発生する電圧も下がり，C_2に蓄積される電荷が減って，T_{ON}が短くなります．

このようすは，ソフト・スタートのときに出力電圧の上昇と共にT_{ON}が大きくなったのとちょうど反対の関係にあります．T_{ON}が短くなると出力電圧も下がります．

このように，負荷インピーダンスが最終的にゼロ(短絡)になるまで，T_{ON}が短くなり続けるので，出力電流に対する出力電圧はフの字カーブを描きます．

● MA1020を使った12V・2A電源の製作

このパワーICを用いて，12V・2Aの出力を得るための応用回路を図3に示します．また，ここで使用するトランスの仕様を表2に示します．トランスの製作については，第5章で詳しく解説しました．

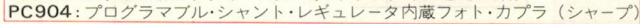
部品配置とプリント基板のパターン図を図4に示

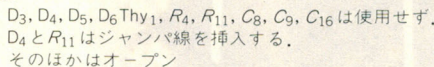
〈図 3〉[1] MA1020の応用回路例(定数はメーカ資料より)

※1　ACライン・フィルタを含む直列抵抗成分が4Ω以上であれば省略できる.
※2　ヒューズ抵抗

ワット指定のない抵抗は¼または⅙Wとする.

ヒート・シンク
MA1020：1.5mm厚アルミ板10cm²
D5S4M　：1.5mm厚アルミ板12cm²

半導体とメーカ
MA1020：スイッチング・レギュレータ用パワーIC（新電元）
S1WB40：400V, 1A整流ブリッジ（新電元工業）
D5S4M：40V, 5A ショットキ・バリア・ダイオード（新電元工業）
PC904：プログラマブル・シャント・レギュレータ内蔵フォト・カプラ（シャープ）

〈図 4〉[1] プリント基板の部品配置とパターン図(原寸)

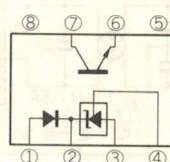
D3, D4, D5, D6 Thy1, R4, R11, C8, C9, C16は使用せず.
D4とR11はジャンパ線を挿入する.
そのほかはオープン

(a)　部品配置図(部品面)

(b)　パターン図(パターン面)

〈表 2〉トランス T_1 の仕様

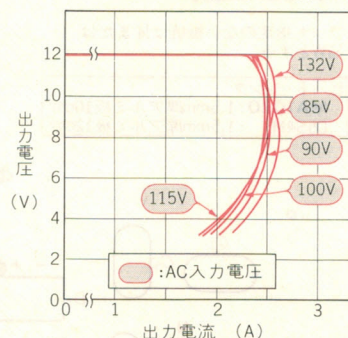
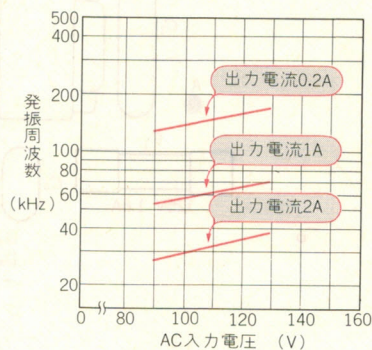
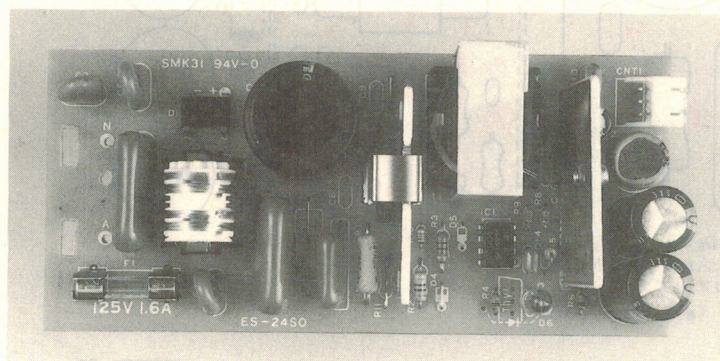
コア	形状：EER28 材質：PC30（旧H7c1）材（TDK）
ボビン	EER28-1110CP（TDK）
ギャップ	0.3～0.35mm（スペース・ギャップ）
巻線仕様	巻順 / ピン / 巻数 / 線径 P½ / ③→② / 50回 / 0.32mmφ P′ / ⑤→④ / 5回 / 0.32mmφ S / ⑧→⑥ / 12回 / 0.55mmφ×2本 P2/2 / ②→① / 50回 / 0.32mmφ
インダクタンス	P½＋P2/2＝1.6mH
巻線構造	上側バリア・テープ 2mm幅 2mm P 2/2　S　P′　P ½ 4mm 下側バリア・テープ 4mm幅
層間テープ	P½とP′の間：25μmポリエステル2回 P′とSの間　：50μmポリエステル2回 SとP2/2の間：50μmポリエステル2回 外周　　　　：25μmポリエステル4回
絶縁耐圧	1次-2次間 1250V 1分間 1次-コア間 1250V 1分間
絶縁抵抗	100MΩ以上（DC500V）
規格	UL478

〈図 5〉[2] プログラマブル・シャント・レギュレータ内蔵のフォト・カプラ PC904〔シャープ㈱〕

（a）外観（8ピンDIP）

（b）内部結線図

ピン	名称
1	アノード
2	カソード
3	GND
4	リファレンス
5	NC
6	エミッタ
7	コレクタ
8	NC

（c）端子配置

〈図 6〉[1] 図 3 の回路の特性

（a）フの字カーブ

（b）発振周波数

〈写真 1〉MA1020 を使った 12 V・2 A RCC 方式スイッチング・レギュレータ

します．**写真 1** はこの基板を用いて製作したときの外観です．

この回路には特殊な部品は使用していません．PC904（シャープ）は，フォト・カプラとプログラマブル・シャント・レギュレータがひとつのパッケージにまとめられたものです（**図 5**）．

この IC の検出電圧は，第 3 章などで紹介した L5431 と同じく代表値で 2.495 V です．出力電圧は，

$$V_O \fallingdotseq \left(1+\frac{R_7+R_9}{R_9}\right)\times 2.495 \quad \cdots\cdots(1)$$

と求めることができます．

プリント・パターンは現行電気用品取締法を満足していますが，UL 申請をする場合には，IC のパターン間隔が 2.4 mm の沿面距離をもつように変更する必要があります．

MA1020 には，リード・フォーミングを変えてピン間隔を広げた品種もありますので，これを使用してプリント・パターンを手直ししてください．

参考のために，フの字特性と発振周波数の変化のようすを**図 6**（a）と（b）に示します．これらのデータはメーカ資料を活用させていただきました．

＊　＊

MA1020 を使って 12 V・2 A を得るスイッチング・レギュレータについては，ここに示した回路図やパタ

ーン図に沿って作ればほぼ同じ結果が得られると思います．

また，これをもとに出力電圧・電流の異なるバージョンを設計試作する場合は，メーカの技術資料を参照し，必要に応じて新電元工業㈱〔☎03(3279)4432〕に技術的なアドバイスを求めることをおすすめします．

[2] TDA4605を使った24V・5Aスイッチング・レギュレータ

● TDA4605の特徴

パワーMOS FETをドライブするICのほとんどは他励式を用いていますが，このTDA4605(西独シーメンス社)は自励式RCC用に設計されています．

自励式RCCのもっている性質をうまく利用しながら，過電流保護やフの字特性，それに無負荷動作などが改良されていて，ドイツ人らしい考案，といった印象を受けました．

このICは2.67 mm×2.11 mmのシングル・チップ上に，バイポーラ構成の300ほどの部品を集積してできているモノリシックICです．パッケージは**写真2**に示すような8ピンのDIPとなっています．

過電流保護回路は，抵抗とコンデンサの時定数を利用して，1次電流(ドレイン電流)の最大値を制限するという，シーメンス独特の方法を採用しています．

また，一般のRCC方式では1次電流の最大値を制限するだけでは，入力電圧が高くなるにつれてフの字カーブの引き込み点が比例して大きくなるという欠点がありますが，このICは，この欠点をカバーする引き込み電流補正回路をもっています．

さらに，一般のRCC方式は負荷が軽くなるにしたがって発振周波数が高くなり，基本的に無負荷動作に向いていないのですが，このICは，発振周波数がある値に達するとT_{ON}の開始を遅らせて，発振周波数がそれ以上高くならないように抑える回路をもっています．

● TDA4605の内部ブロックと機能

TDA4605の内部ブロック図を**図7**に示します．

▶電圧検出回路(1番ピン)

出力電圧が一定となるように，スイッチングのパルス幅をコントロールする回路です．検出電圧は代表値で400 mVです．

▶1次電流疑似回路(2番ピン)

トランスの1次巻線の電流をCとRのネットワークで疑似的にとらえ，過電流やトランスの磁気飽和を防ぐ回路です．

▶過小入力保護回路兼引き込み電流補正回路(3番ピン)

RCC方式は入力電圧が低いほど発振周波数が下がり，T_{ON}が大きくなるためMOS FETの負担が増大します．

そこで，入力電圧がある値を下まわるとそれ以上T_{ON}が大きくならないように保護します．保護は3番ピン電圧が1V以下になると開始します．一方，3番ピンの電圧が1.7Vを超えると，2番ピンに出力電流が生じ，過電流保護の疑似回路のCを早く充電し，過電流保護の開始点を下げる働きをして，入力電圧が大きくなってもフの字カーブの引き込み点が大きくならないような補正もします．

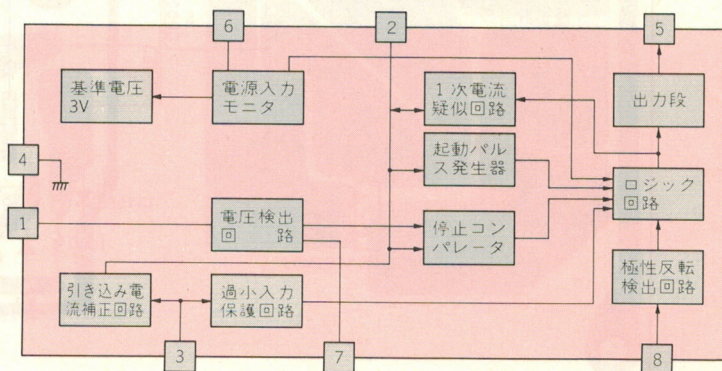
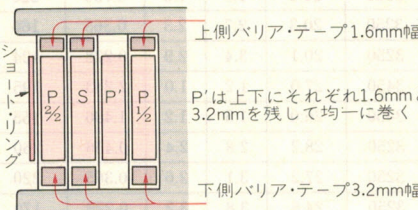
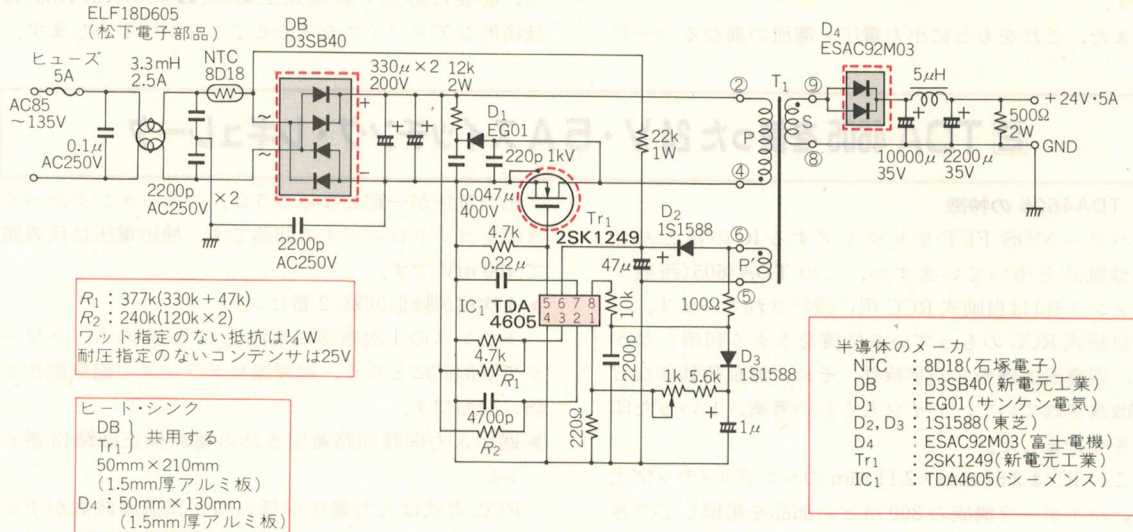
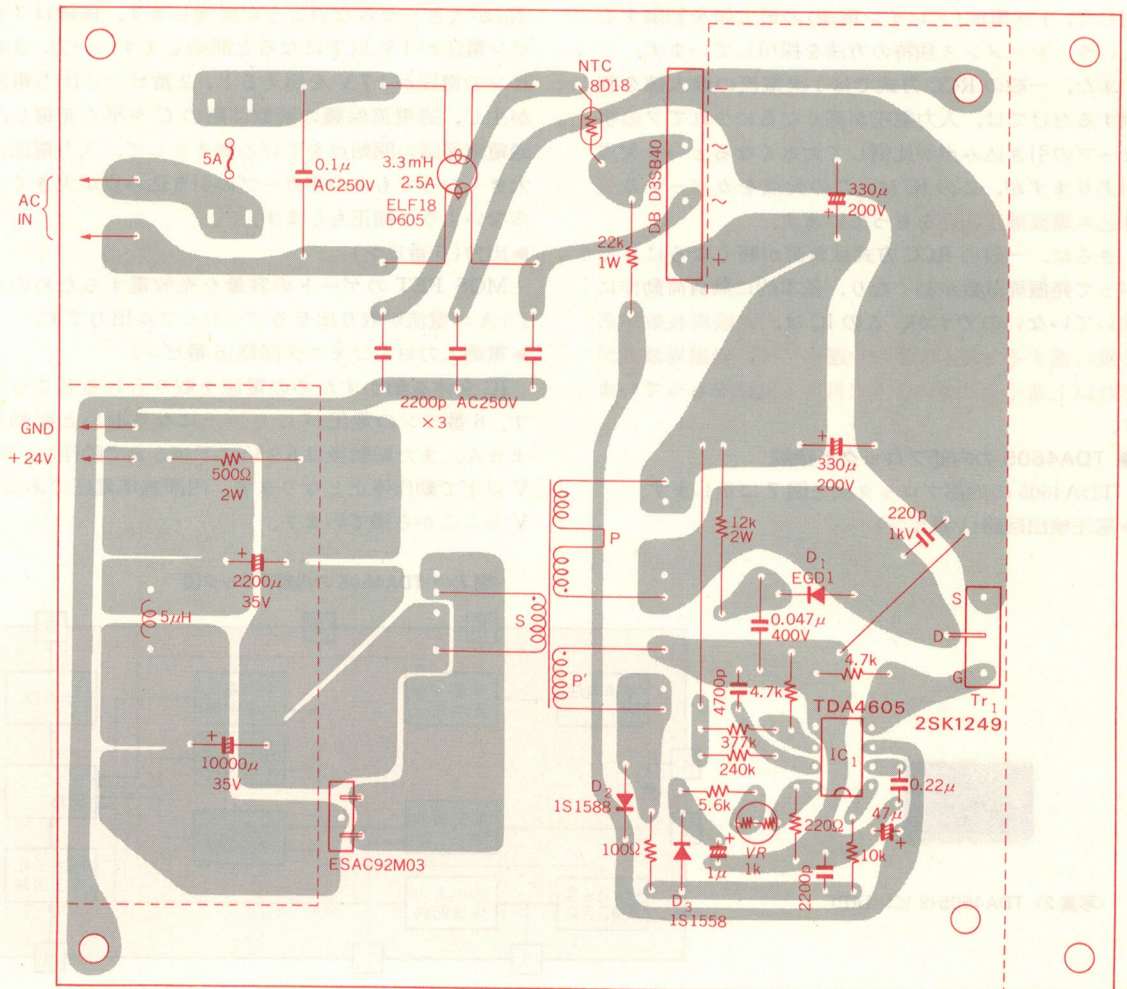
▶出力(5番ピン)

MOS FETのゲートの容量を充放電するための±1.5 Aの電流が取り出せるプッシュプル出力です．

▶電源入力およびモニタ回路(6番ピン)

IC全体を動かすための電源を取り入れるところです．6番ピンの電圧が12V以上にならないと起動しません．また起動後は6.9Vに下がるまで動作し，6.9V以下で動作停止となります．内部基準電圧である3Vもここから得ています．

〈写真2〉TDA4605(8ピンDIP)

〈図7〉[3] TDA4605の内部ブロック図

〈図 8〉 TDA4605 を使った 24 V・5 A RCC 方式スイッチング・レギュレータの回路

〈図 9〉 プリント基板のパターン図(原寸，パターン面)

〈表3〉トランスT_1の仕様

<table>
<tr><td>コア</td><td>形状:EER 42/42/20
材質:PC30(旧H_{7C1})材(TDK)</td></tr>
<tr><td>ボビン</td><td>BEER 42/42/20-1112CP(TDK)</td></tr>
<tr><td>ギャップ</td><td>0.5mm(スペース・ギャップ)</td></tr>
<tr><td>巻線仕様</td><td><table>
<tr><th>巻順</th><th>ピン</th><th>巻数</th><th>線径</th></tr>
<tr><td>P1/2</td><td>④→③</td><td>19回</td><td>0.55mmφ×2本</td></tr>
<tr><td>P'</td><td>⑥→⑤</td><td>4回</td><td>0.2mmφ</td></tr>
<tr><td>S</td><td>⑨→⑧</td><td>8回</td><td>0.8mmφ×3本</td></tr>
<tr><td>P2/2</td><td>③→②</td><td>19回</td><td>0.55mmφ×2本</td></tr>
</table></td></tr>
<tr><td>インダクタンス</td><td>P1/2＋P2/2＝458μH
リーケージ・インダクタンス＝2.5μH(S巻線ショート)</td></tr>
<tr><td>巻線構造</td><td>ショート・リング
P2/2 S P' P1/2
上側バリア・テープ1.6mm幅
P'は上下にそれぞれ1.6mmと3.2mmを残して均一に巻く
下側バリア・テープ3.2mm幅</td></tr>
<tr><td>層間テープ</td><td>P1/2とP'の間:25μmポリエステル2回
P'とSの間　:50μmポリエステル2回
SとP2/2の間:50μmポリエステル2回
外周　　　　:25μmポリエステル4回</td></tr>
<tr><td>絶縁抵抗</td><td>100MΩ以上(DC500V)</td></tr>
<tr><td>規格</td><td>UL478</td></tr>
</table>

▶ソフト・スタート(7番ピン)

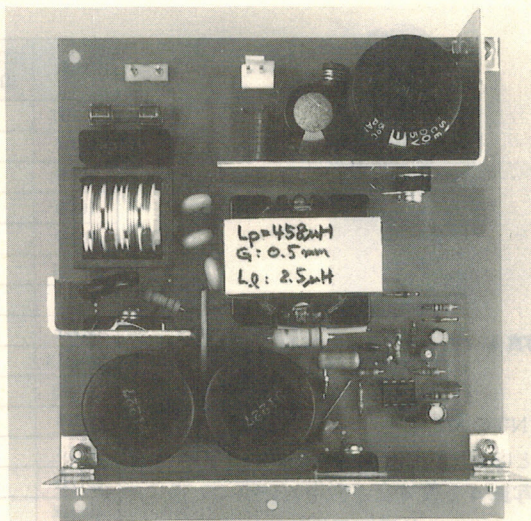
パワー・スイッチを入れた瞬間は1番ピンの電圧はまだゼロですから，1次電流は過電流保護回路による制限電流まで目いっぱいに流れることになりますが，7番ピンにコンデンサが接続されていると，その充電期間はT_{ON}を抑えて発振開始させ，ソフト・スタートさせることができます．

▶極性反転検出回路(8番ピン)

RCC方式では，トランスのエネルギが2次側に放出し終わってから再び1次側がON期間に入ります．そこでこの端子は，2次側の放出が完了したときにトランスの帰還巻線に現れる極性反転の信号を受けてから，MOS FETのゲートに電流を流します．

しかし，極性反転の信号が4μs以内にいくつ入っても反応しないように，ワンショット・マルチバイブレータが働きますので，負荷が軽くなってスイッチング周波数が高くなろうとしても制限されます．

この制限によってMOS FETは，次のT_{ON}に入ることができずにスイッチングは一時停止されますが，トランス内の残留エネルギがトランス1次巻線と回路のコンデンサが作る共振回路で共振し，振動は継続します．そして，4μs経過後に始めに8番ピンでとらえられる極性反転の信号でMOS FETがONとなります．

これが，無負荷状態でも安定した発振が得られる理由になっています．

〈写真3〉図8のTDA4605を使った24V・5A電源
(図9のプリント・パターンと一部異なる)

● TDA4605による24V・5A電源

図8に回路図，表3にトランスT_1の仕様，図9にプリント基板のパターン図を示します．また完成したところを写真3に示します．

プリント・パターンは動作試験などに使ってください．ここに示した完成品とは一部異なる点があります．

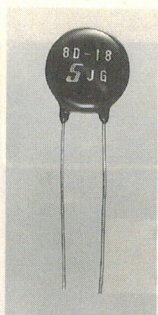
トランスとボビンは，TDKの片側6ピンのピッチ7.5mmのものを使用していますが，片側7ピンのピッチ5mmのボビンも使えるようにプリント・パターンが作られています．ただし，片側7ピンのボビンの場合，巻線のピン・ナンバが変わりますので注意してください．

なお，バリア・テープ幅を1.6mmと3.2mmとしていますが，日本の電気用品取締法がIEC950に準拠するようになった場合は，それぞれ2mmと4mmとする必要があります．

NTCはNegative Temperature Coefficientの略で，温度が高いほど抵抗値が低くなる素子です．NTCに対して，PTC(PはPositive)と呼ばれるものもあります．

NTCには突入電流を防ぐ働きを，PTCには突入電流だけを流す働きをさせることができます．

ライン・オペレート型のスイッチング・レギュレータでは，ACラインを整流して直接コンデンサに充電するため，突入電流を防ぐ抵抗が必要になりますが，電源のパワーが大きくなると突入防止抵抗によるロスが大きくなり，効率を下げる原因となります．

そこで，突入電流が流れる瞬間は高い抵抗値を示し，電流によって発熱した後は，低い抵抗値を示すNTCが応用されています．このように突入電流を防ぐ目的

〈写真4〉パワー・サーミスタ(NTC) 8D18〔石塚電子㈱〕

〈表4〉(4) パワー・サーミスタの電気的特性

型番	25℃の抵抗 R_{25} (Ω)(±15%)	B 定数 (K)(±5%)	熱放散定数 (mW/℃)	最大許容電流(A) 25℃	55℃	飽和抵抗値 R_r(Ω)	熱時定数 (sec)	定格温度 (℃)
100D7	100	2900	17.0	0.6	0.5	6.456	95	−30～160
22D7	22	3250	15.7	1.4	1.2	1.003	125	
10D7	10	2430	14.9	1.3	1.1	1.061	125	
16D9	16	3250	17.4	1.7	1.3	0.730	160	
10D9	10	3250	17.2	2.2	1.8	0.456	130	
10D11	10	3250	20.1	2.4	2.0	0.456	185	
8D11	8	3250	19.8	2.6	2.2	0.365	160	
5D11	5	3250	19.0	3.3	2.8	0.228	130	
220D13	220	3750	20.1	0.66	0.55	6.106	131	
16D13	16	3250	21.4	1.9	1.6	0.730	220	
8D13	8	3250	20.3	2.7	2.3	0.365	160	
5D13	5	3250	20.1	3.4	2.9	0.228	124	
60D18	60	3450	27.0	1.2	1.0	2.243	195	
40D18	40	3450	26.0	1.5	1.2	1.496	155	
10D18	10	3250	28.2	2.8	2.4	0.456	260	
8D18	8	3250	27.2	3.1	2.6	0.365	220	
5D18	5	3250	24.6	3.8	3.2	0.228	170	
4D18	4	3250	22.8	4.1	3.4	0.182	170	
2.5D18	2.5	2260	25.4	3.3	2.8	0.305	192	
120D22	120	3750	29.6	1.0	0.92	3.331	209	
6D22	6	3250	32.4	3.9	3.3	0.274	260	
4D22	4	3250	30.7	4.7	4.0	0.182	230	
3D22	3	3250	29.8	5.4	4.6	0.137	220	
2D22	2	2310	30.5	4.2	3.5	0.232	243	
1D22	1	2420	27.8	5.9	5.0	0.104	181	
6W22	6	3250	34.0	6.1	5.6	0.153	450	−30～200
4W25	4	3250	36.2	7.8	7.1	0.102	450	

* B：25℃，85℃のゼロ負荷抵抗値より算出
* R_r：残留抵抗値をいい，サーミスタに最大許容電流を通電し，熱平衡に達したときの抵抗値のグループの最大値．

のNTCのことをパワー・サーミスタと呼んでいます．

写真4と**表4**にそれぞれパワー・サーミスタの外観と電気的特性を示します．回路で使用した8D18(石塚電子)は25℃のときの抵抗値が8Ω，最大許容電流によって熱平衡にいたったときの抵抗が0.365Ωとなっています．

● 回路動作について

図8の回路図のなかのR_1とR_2については，多少調整が必要な場合があります．

TDA4605の2番ピンに接続されているR_2と4700pFが過電流を防止します．このようすを図10に示します．トランスの1次巻線電流の増加の傾きは入力電圧に比例しますが，コンデンサ両端の電圧の増加の傾きも入力電圧に比例します．そこで，コンデンサ両端の電圧がある与えられた値に達したら，MOS FETをOFFに転ずる回路を構成すれば，過電流が防止できることになります．

ICの中では，MOS FETがOFFに転ずると，トランジスタQ_2がONとなってCを放電し，C両端の電圧を1Vに戻します．

C両端が約3Vに達するとMOS FETはOFFに転じるので，Cが1Vから3Vに充電される期間が最大T_{ON}であり，またそれから最大ピーク電流が計算されます．図8の回路定数から最大ピーク電流を計算してみます．

$$i_{DP(\max)}=\frac{R \cdot C}{L_P}\cdot(3-1)$$

$$=\frac{240\times10^{3}\times4700\times10^{-12}}{458\times10^{-6}}\times2\fallingdotseq4.9\,(\mathrm{A})\cdots\cdots\cdots\cdots(2)$$

なお，**表3**のトランスの100℃における飽和電流について調べてみると，

$$I_{(sat)}=\frac{B_{(sat)}\cdot n\cdot S}{L}$$

$$=\frac{310\times10^{-3}\times38\times240\times10^{-6}}{458\times10^{-6}}\fallingdotseq6.2\,(\mathrm{A})\cdots\cdots(3)$$

と求まり(第5章Appendix参照)，マージンも十分あります．$B_{(sat)}$およびSはTDKのカタログ値によります($B_{(sat)}$は80%の値)．

3番ピンに接続されているR_1と4.7kΩは$i_{DP(\max)}$を補正します．3番ピンの電圧が約1.7V以上になると，その電圧に比例した電流が2番ピンに出力され4700pFを充電します．そのため最大ピーク電流がより低く抑えられます．

一般のフの字カーブの引き込み点も最大ピーク電流によって決まりますが，同じピーク電流の条件では入力電圧が高いほど大きくなります．

そこで，入力電圧が高くなるにしたがって最大ピーク電流の値を下げるようにすれば，引き込み点を一定に保つことが可能となります．3番ピンはそのような目的もはたしています．

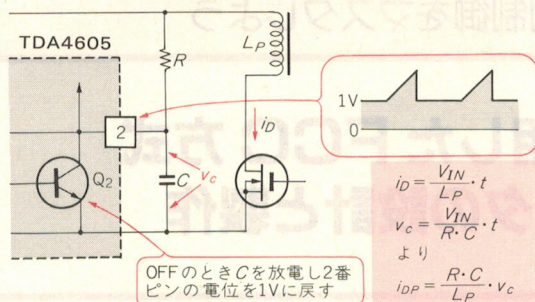
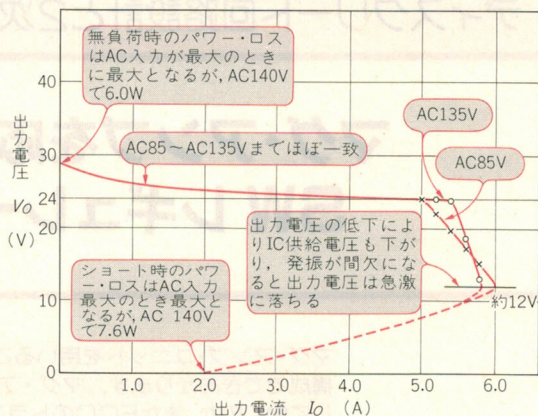
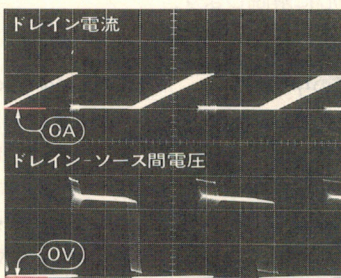
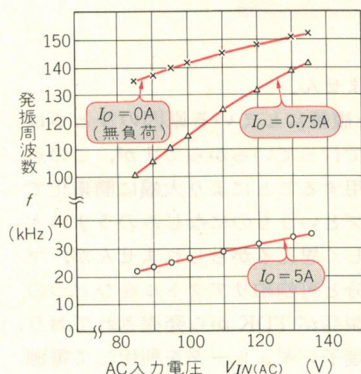
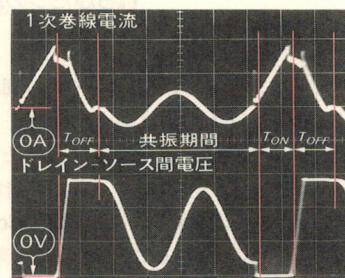
〈図 10〉 過電流保護の働き

〈図 11〉 出力電流-電圧特性

〈図 12〉 周波数変化

〈写真 5〉 ドレイン電流とドレイン-ソース間電圧(AC 入力 100 V，出力 24 V・5 A，上：5 A/div，下：100 V/div，各：10 μs/div)

〈写真 6〉 無負荷時の 1 次巻線電流とドレイン-ソース間電圧(AC 入力 100 V 時，上：0.2 A/div，下：100 V/div，各：1 μs/div)

図 8 の回路では R_1が 377 kΩ ですから，

$$V_{IN} = \left(\frac{377+4.7}{4.7}\right) \times 1.7 = 138\,(\mathrm{V}) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (4)$$

以上になると最大ピーク電流が下がり始め，引き込み点が一定となります．

これらの理由により，R_1と R_2の決め方は回路全体の中でも比較的慎重に行う必要があります．

トランス T_1は出力が 120 W となりますので，リーケージ・インダクタンスを小さく抑えることに重点を置きました．そのため 1 次巻線は 2 本パラレル，2 次巻線は 3 本パラレルとなって多少巻くのがやっかいですが，そのおかげでリーケージ・インダクタンスは十分小さく抑えられています．

またリーケージ・フラックスを抑えるため，コアを組み込んだ後にショート・リング〔第 5 章 Appendix のコラム(p.85)を参照〕を巻いてください．

● 波形観測と測定結果

パワー MOS FET は，バイポーラ・トランジスタのように少数キャリア蓄積効果による影響を受けません．したがって，OFF 瞬間時の di/dt，dv/dt が大変大きくなります．**写真 5** に ドレイン電流とドレイン-ソース間電圧を示します．

効率も高く，5 A 出力では AC 85 V 入力で 83.5 %，AC 135 V 入力で 85.7 %でした．

図 11 に出力電流-電圧特性を示します．ライン・レギュレーション，ロード・レギュレーション，フの字カーブのようすがわかります．

図 12 に周波数変化のグラフを示します．

写真 6 に無負荷時の 1 次巻線電流とドレイン-ソース間電圧の波形を示します．

＊　　　＊

TDA4605 は，出力 20 W から 200 W までのスイッチング・レギュレータに応用可能です．また入力電圧が 85～270 V のワイド・レンジに対応することも可能です．

TDA4605 についてさらに詳しく知りたい人はシーメンスの IC を扱っている富士エレクトロニックコンポーネンツ㈱〔☎ 03(3201)2401〕に相談してみてください．

◆引用文献◆

(1) MA1020，スイッチング電源用ICパワーモジュール MA1000 シリーズ技術資料，1989 年 4 月，新電元工業㈱．
(2) PC904，シャープ電子部品フォトカプラ編，1989 年 6 月．
(3) TDA4605，データシート，'88 年 3 月，Siemens AG.
(4) 8D18，パーツカタログ No.73A，89 年 10 月，石塚電子㈱

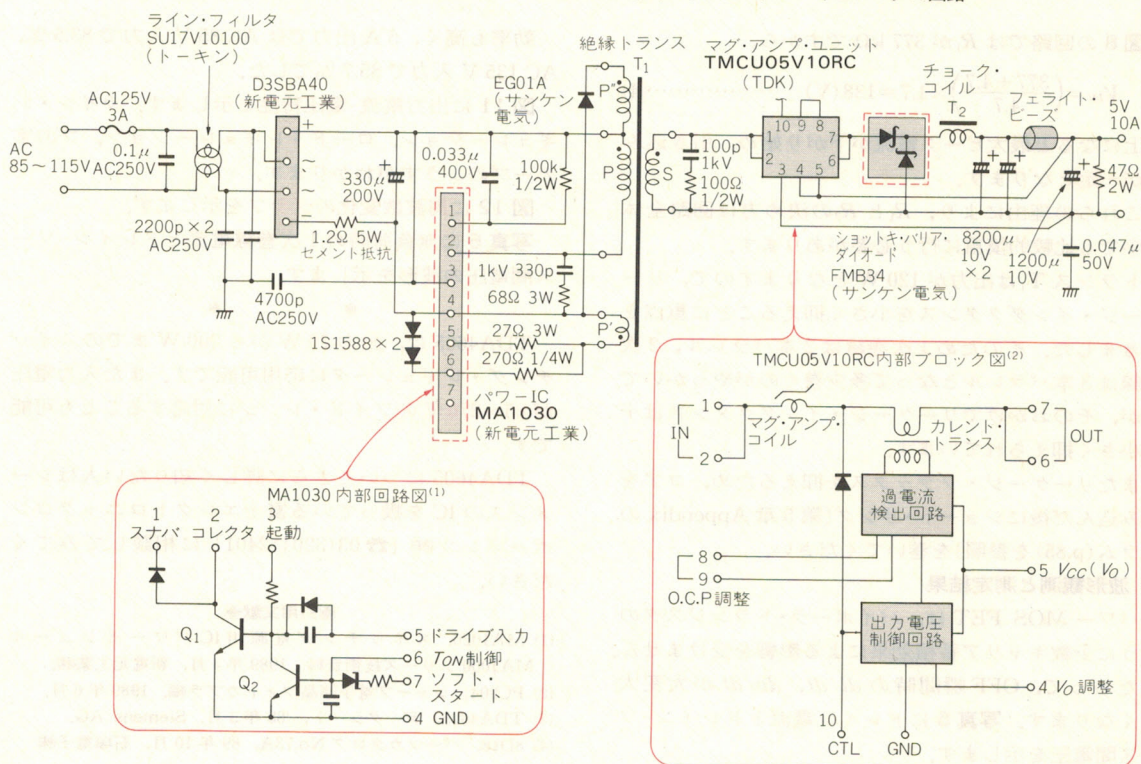
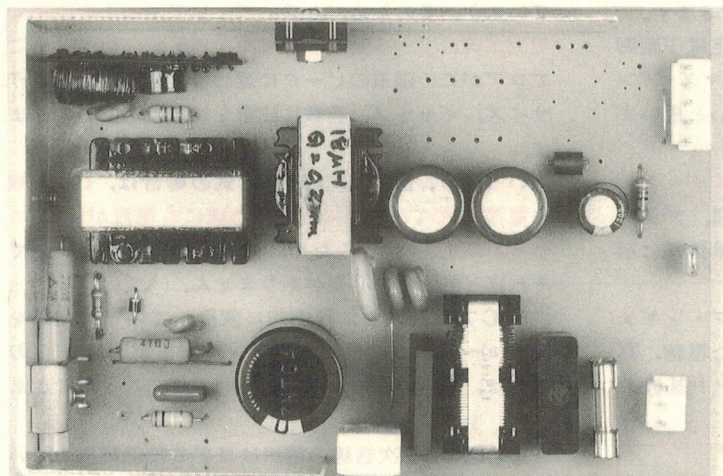
ディスクリート回路設計と2次側制御をマスタしよう

マグ・アンプを応用したFCC方式SWレギュレータの設計と製作

マグ・アンプ・ユニットを用いることにより自励式のFCCがシンプルな構成でできあがります．マグ・アンプがどのようなしくみでスイッチとして働くのか，またFCCのトランスをどのように設計したらよいか，これらふたつの点を中心に解説します．

スイッチング・レギュレータの回路方式の中でRCC（Ringing Choke Converter，またはReverse Coupled Converterの略）はもっともシンプルで，またそのためにもっとも広く利用されています．それに対してFCC（Forward Coupled Converterの略）は少し複雑な回路であることと絶縁トランスのほかに2次側にチョーク・コイルが必要になることから，コスト的にFCC方式（フォワード・コンバータ方式ともいう）が有利となる200 WクラスでもRCC方式が使われるケースが少なくありません．

FCC方式の回路を複雑にしている原因のひとつは定電圧制御を1次側で行っているからですが，この点はマグ・アンプを利用することにより大幅に簡素化できます．マグ・アンプというものになじみのうすい人にはかえってややこしく思えるかもしれませんが，マグ・アンプの制御部分と可飽和リアクトルをひとつのユニットにまとめた製品がTDKから発売されており，これを応用すれば3端子レギュレータを利用して電源

〈図1〉マグ・アンプを使用した5V・10A FCC方式スイッチング・レギュレータの回路

(a) 上から見たところ

(b) 写真(a)の右上から見たところ

〈写真 1〉 製作したスイッチング・レギュレータ

(c) ダイオード・ブリッジ D3SBA40（新電元工業）

(g) 絶縁トランスT_1（製作したもの）

(h) マグ・アンプ・ユニット TMCU05V10RC（TDK）

(j) チョーク・コイル（製作したもの）

(ℓ) 電解コンデンサ1200μF 12V（日本ケミコンSXEシリーズ）

(b) ライン・フィルタ SU17V10100（トーキン）

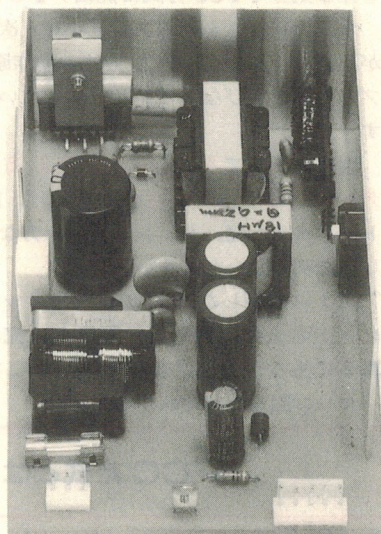
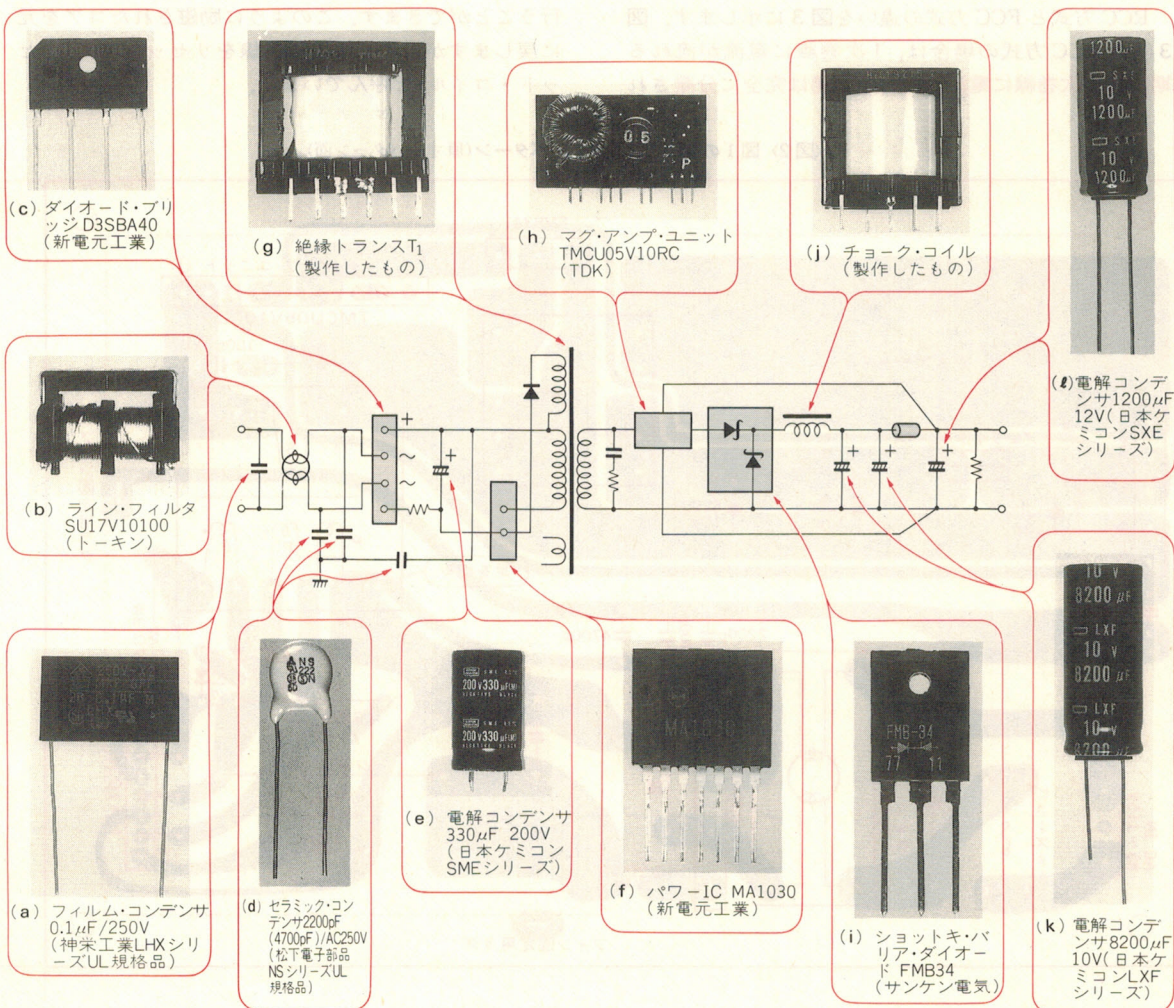
(a) フィルム・コンデンサ 0.1μF/250V（神栄工業LHXシリーズUL規格品）

(d) セラミック・コンデンサ2200pF（4700pF）/AC250V（松下電子部品NSシリーズUL規格品）

(e) 電解コンデンサ 330μF 200V（日本ケミコンSMEシリーズ）

(f) パワーIC MA1030（新電元工業）

(i) ショットキ・バリア・ダイオード FMB34（サンケン電気）

(k) 電解コンデンサ8200μF 10V（日本ケミコンLXFシリーズ）

〈写真 2〉 図 1 の回路の主要部品

を作る気分でFCC方式に挑戦することができます．

マグ・アンプを利用するとなぜ1次側で定電圧制御が不要になるのか，FCC方式の動作原理やマグ・アンプの性質を学びながらクリアにしていきたいと思います．

製作例として5V・10AのFCC方式のスイッチング・レギュレータ回路をとりあげ，回路図，プリント・パターン図，トランスの巻き方などを具体的に示して説明していきます．

図1に製作したFCC方式のスイッチング・レギュレータの全体の回路図，**写真1**に完成した電源，**写真2**に主な使用部品の外観，**図2**にプリント基板のパターン図をそれぞれ示します．

FCC方式とは

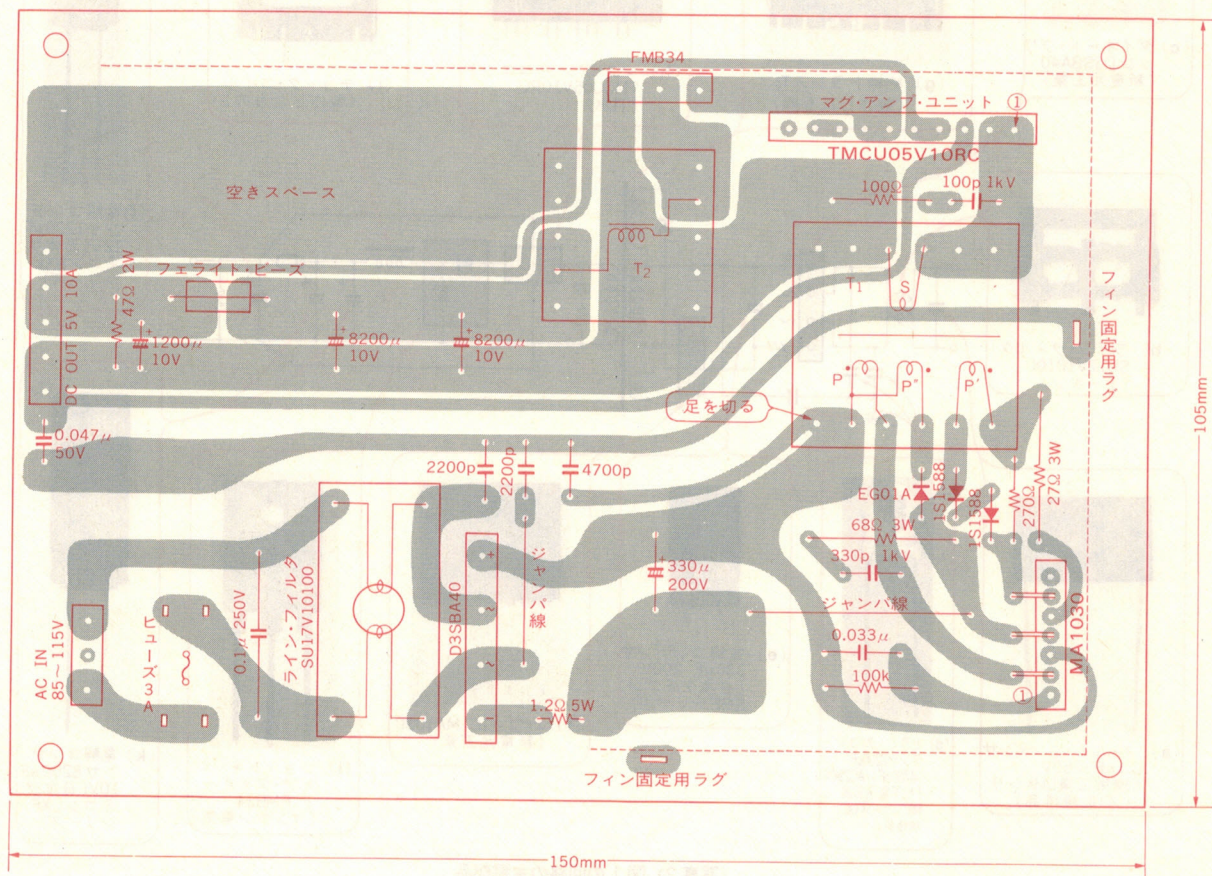
● FCC方式のスイッチング・レギュレータの動作原理

RCC方式とFCC方式の違いを図3に示します．図3(a)のRCC方式の場合は，1次巻線に電流が流れる期間と2次巻線に電流が流れる期間は完全に分離されています．そのため，トランス・コアには1次巻線に電流が流れている間ずっと磁束が増え続けます．そこでコアがこの磁束のピークに達しても飽和しないよう，サイズ，ギャップ，巻数に注意をはらう必要があります．

いっぽう，図3(b)のFCC方式の場合は，1次巻線に電流が流れる期間に2次側巻線にも電流が流れ(エネルギが放出され)るため，コアの飽和磁束についてそれほど気にする必要がありません．

FCC方式をさらに等価的に変形していった回路を図4(a)〜(d)に示します．トランスの巻数比が1：1の場合は，図(a)の回路は図(b)の回路で表すことができます．

この図で，1次巻線の電流はコアの励磁電流を除いて2次巻線の電流に変換されます．この励磁電流はコアにエネルギを蓄積するため，スイッチOFFのたびに放出してやらなくてはなりませんが，図(c)のように別の巻線を利用して入力コンデンサにエネルギ帰還を行うことができます．このように励磁されたコアを元に戻しますが，図(c)の追加巻線をリセット巻線(リセット・コイル)と呼んでいます．

〈図2〉図1の回路のプリント・パターン(原寸・パターン面)

励磁電流やリセット巻線の働きはFCC方式に特有のものですが，定電圧制御に直接影響するものではありませんので，それらも省略すると最終的に図(d)のような等価回路で表すことができます．

図(d)はチョッパ型スイッチング・レギュレータ回路そのものですから，出力電圧V_Oは，

$$V_O=\frac{T_{ON}}{T}\cdot V_{IN} \quad\cdots\cdots(1)$$

T：スイッチング周期
T_{ON}：ON時間
V_{IN}：入力電圧

と表すことができます．

トランスの巻数比がn_p：n_sの場合は，

$$V_O=\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{T_{ON}}{T}\cdot V_{IN} \quad\cdots\cdots(2)$$

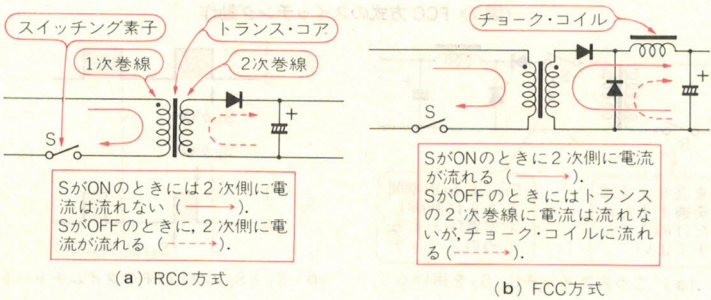
と表すことができます．

これらの式からFCC方式ではTを一定にしてT_{ON}をV_{IN}に逆比例させるPWM(Pulse Width Modulation)か，またはT_{ON}を一定にしてTをV_{IN}に比例させるFM(Frequency Modulation)のいずれかの方法で定電圧制御が可能であることがわかります．

FCC方式の場合，飽和磁束を気にする必要がないとはじめに述べましたが，これはT_{ON}が限られた範囲で制御されている場合であって，T_{ON}が無制限に大きくなるとやはりコアは飽和してしまいます．そこで，FCC方式を完全に動作させるために，T_{ON}が制限される発振がとられます．上に述べたPWMやFMによる制御方式ではT_{ON}が限られていますのでFCC方式には適しています．

● FCC方式のスイッチング・レギュレータの回路を簡素化する

PWM方式にしてもFM方式にしても1次側の制御回路が多少複雑になるため，専用コントロールICを使うケースが多くみられます．

FCC方式を複雑にしているのは1次側でT_{ON}やTを制御しているためですが，もしこの制御を2次側で行えるようになれば1次側は固定周波数，固定デューティ比で発振するだけで済むので回路はたいへんシンプルになります．

2次側で制御する方法にはトランジスタを使ったチョッパなども考えられますが，マグ・アンプを使うことにより，壊れにくくまた効率がよい回路を作ることができます．

〈図3〉RCC方式とFCC方式の比較

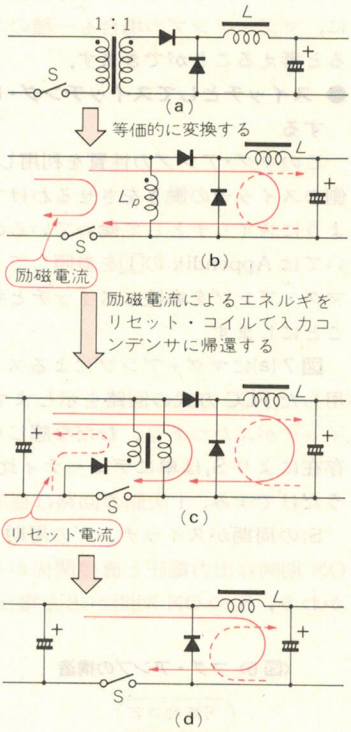
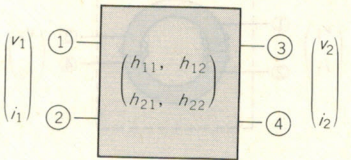
(a) RCC方式　(b) FCC方式

マグ・アンプについて

● マグ・アンプの基本的なイメージ

マグ・アンプは磁気増幅器と訳されていますが，増幅器というとトランジスタやOPアンプなどしか頭に浮かばない人には理解しにくいかもしれません．そこで4端子のブラック・ボックスを想定して考えてみましょう．

図5に端子が①，②，③，④からなる4端子回路網を示します．ブラック・ボックスの中はどうなっているか不明ですが，①-②間に1mAの電流変化があったときに③-④間に1Aの電流変化が生じるようになっていれば，このブラック・ボックスは一種の増幅

〈図4〉FCC方式のスイッチング・レギュレータの等価回路

〈図5〉4端子のブラック・ボックス

器と考えることができ，ハイブリッド・パラメータのひとつである h_{21}($\partial i_2/\partial i_1$，トランジスタならば h_{FE})が1000の電流増幅器であるということができます．

● マグ・アンプの動作原理

マグ・アンプは可飽和コアとそれに巻かれたふたつのコイルからなっていますが，それらを図5にならって図示すると図6のように表すことができます．今，①-②間にコアが飽和する直流電流を流すと，③-④間のインピーダンスは空芯に巻いたコイルと同様にたいへん小さな値を示し，大きな電流を流せます．

いっぽう，①-②間に電流を流さなければ，マグ・アンプのコアはもともと透磁率の高い材質からできているので，③-④間のインピーダンスはたいへん高い値を示し，電流を流しません．ただし，③-④間に流す電流は高周波電流に限ります．

すなわち，①-②間に流れる小さな電流で③-④間に流れる大きな電流を制御することができ，h_{21}の大きな素子と考えることができます．このことからマグ・アンプと呼ばれています．

図5において h_{21}が十分大きい場合は，増幅器と呼ぶよりリレーやスイッチと呼ぶほうがふさわしいように，マグ・アンプの場合も一種のスイッチの働きをすると考えることができます．

● スイッチとしてスイッチング・レギュレータに応用する

このマグ・アンプの性質を利用してFCC方式の2次側のスイッチの働きをさせるわけですが，実際にどのようにスイッチとして働いているのかなどの説明についてはAppendixの1を参照してください．ここではマグ・アンプを単純にスイッチと考えて話をすすめることにします．

図7(a)にマグ・アンプによるスイッチを2次側に応用したFCC方式の回路を示します．この回路にはスイッチがふたつあり，むだな感じを与えますが，S_2の存在によりS_1は単にデューティ比が1：1の発振を行うだけですみ，1次側の回路は極端に簡素化されます．

S_1の周期がスイッチングの周期となりますが，S_1のON期間は出力電圧と直接関係がなくなります．そのかわり，S_2のON期間が出力電圧を制御することになります．

S_1のON状態とS_2のON状態を図7(b)に示します．図に示したようにS_2のOFF時刻はS_1のOFF時刻と一致しますが，S_2のON時刻はS_1のON時刻よりかならず後になります．S_2のON時間の幅はS_1のON時間の幅を超えることができません．

また，マグ・アンプの性質上，S_1がONした時刻からS_2がONする時刻まで最低必要とする時間があります．これをデッド・アングルと呼んでいます．最大デューティはS_1のON時間からデッド・アングルを差し引いた値から求められます．S_2のON期間の20％近くがデッド・アングルとなるため，S_1が1：1の発振をしている場合，S_2のONデューティは0.4が最大になります．

出力電圧は前掲の(2)式のとおりですが，T_{ON}/T が最大で0.4とすれば巻数比 n_S/n_Pは，

$$\frac{n_S}{n_P} \geqq \frac{V_O}{V_{IN}} \cdot \frac{1}{0.4} \quad \cdots\cdots(3)$$

に設定しておく必要があります．この点は，トランスの設計のところで再度具体的に述べます．

マグ・アンプをS_2として応用した場合，実際の回路はどのようになるのでしょうか．それでは具体的な回路について紹介することにします．

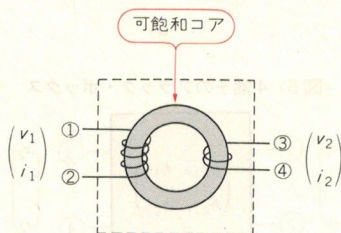
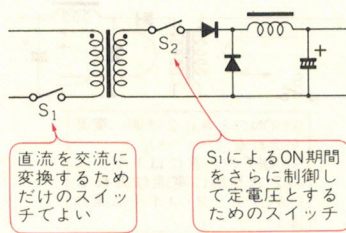
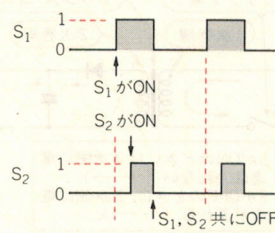
回路の動作のしくみ

今回製作する電源の特徴として，1次側にはハイブリッドIC MA1030(新電元工業)を，2次側にはマグ・アンプ・ユニット TMCU05V10RC(TDK)を用いることにより，部品点数の少ないFCC方式スイッチング・レギュレータを実現しています．

また，特に調整するところもなく，トランスの巻数やギャップをまちがえずに作れば，あとは組み立てるだけで立派に動きます．プリント・パターンもいたって簡単ですから，3端子レギュレータを用いて電源を作る気分でできます．

5V・10Aの電源ボードの外観(写真1)を見ると，たいへんシンプルであることがわかると思います．

トランスの巻き方についてはあとで詳しく説明する

〈図6〉マグ・アンプの構造

〈図7〉FCC方式のスイッチング動作

(a) 二つのスイッチS_1, S_2を用いる

(b) S_1とS_2のON/OFFのタイムチャート

ことにして，まず図1の回路の動作の説明から行います．

● 1次側の回路の動作について

1次側では商用周波数の交流を直流にしてから，再度100 kHzの高い周波数の交流に変換しています．定電圧制御や保護機能はまったくありません．したがって，入力電圧の変動や整流平滑後のリプルは2次巻線にそのまま現れます．

発振はトランスの補助巻線P′の正帰還とCRによる時定数によって決まりますが，そのようすを図8(a)，(b)により説明します．

MA1030の内部回路のスイッチング・トランジスタをQ_1，Q_1のベース電流を制御するトランジスタをQ_2，5番ピンからQ_1に接続されているダイオードをD_1，コンデンサをC_1とし，Q_2のベース-エミッタ間に並列に接続されているコンデンサをC_2とします．

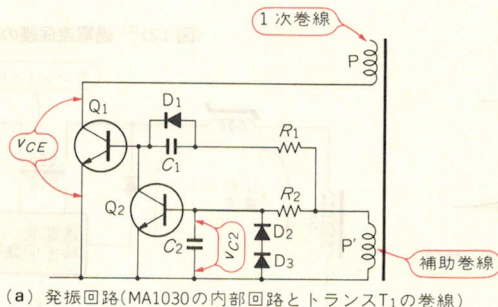
Q_1がON状態になると，補助巻線P′からR_1を通って正帰還電流が流れますが，同時にコンデンサC_2にも充電が開始されます．C_2の両端の電圧v_{C2}が約0.5 Vに達するとR_1を通ってQ_1のベースに流れていた電流の一部はQ_2にも流れ始め，Q_1はON状態から(トランジスタの蓄積時間t_{stg}を経て)OFFに向かいます．Q_1のOFF直前のC_2両端の電圧は0.85 Vぐらいまでに達します．

Q_1のOFFによってP′に発生する電圧の極性が逆転し，Q_1は逆バイアスされ，またC_2は逆方向に充電されます．Q_1のON期間はC_2とR_2およびP′の電圧とD_1，D_2の順方向電圧によって決まりますが，その計算についてはAppendixの[2]を参照してください．

次にQ_1のOFF期間はリセット巻線P″の入力コンデンサへの充電時間によって決まります．すなわちT_{OFF}は，

$$T_{OFF}=\frac{L_P''}{V_{IN}}\cdot i_P=\frac{L_P''}{V_{IN}}\cdot\left(\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON}\right)$$

$$=\frac{L_P''}{L_P}\cdot T_{ON} \quad\cdots\cdots(4)$$

V_{IN}：入力直流電圧
i_P　：励磁電流のピーク値
L_P''：リセット・コイルのインダクタンス
L_P　：1次巻線のインダクタンス

と表すことができます．

リセット巻線P″の巻数を1次巻線の巻数と同じに選べば，ほぼ$T_{ON}=T_{OFF}$となって1：1の発振が得られます．なお，ここでいっているT_{ON}はあくまでも1次側のスイッチングのT_{ON}であって，電圧制御には関係ないT_{ON}です．また，i_Pは1次巻線の励磁電流成分のピーク値であって，コレクタ電流のピーク値ではありません．

発振が1：1となるように1次巻線Pとリセット巻線P″の巻線比を決めると，スイッチング・トランジスタQ_1のコレクタ-エミッタ間には入力電圧(直流)の2倍の電圧＋サージ電圧がかかります．入力電圧が200 Vであれば，400 V＋サージ電圧となります．

ところで入力電圧に反比例してデューティ比が小さくなるRCC方式の場合において，入力電圧が100 Vのときに1：1の発振となるように設計すれば，入力電圧が200 Vのときのコレクタ-エミッタ間電圧は計算上300 V＋サージ電圧となりますので，FCC方式ではRCC方式にくらべてV_{CEO}の少し大きいトランジスタが必要になることがわかります．

MA1030はもともとRCC方式用として作られているパワーICですが，今回のFCC方式への応用については問題ないことが確認されています．負荷短絡などのテストでも安全性が確認されています．ただし，これは2次側に用いているマグ・アンプ・ユニットの保護機能が働いているからでもあります．

1次側がたいへん簡単な回路ですむ理由は定電圧制御が2次側で行われていること以外に，保護機能も2次側でカバーされているからということができます．

次に，その2次側の動作について述べることにします．詳しくはAppendixの[1]も参照してください．

● 2次側の回路の動作について

2次巻線Sには正方向の電圧が$(n_S/n_P)\cdot V_{IN}$，負方向の電圧が$-(n_S/n_P)\cdot V_{IN}$の方形波が出力されます．負の電圧はマグ・アンプのリセット電流として流れるだけで出力回路には流れないので，正の電圧だけに注目してみます．

図9(a)～(e)に2次巻線の正の電圧とチョーク・コイ

〈図8〉
1次側の回路動作
(写真3も参照)

(a) 発振回路(MA1030の内部回路とトランスT1の巻線)

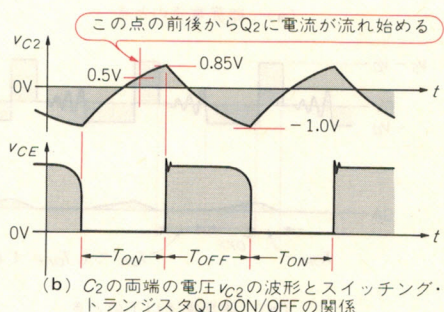
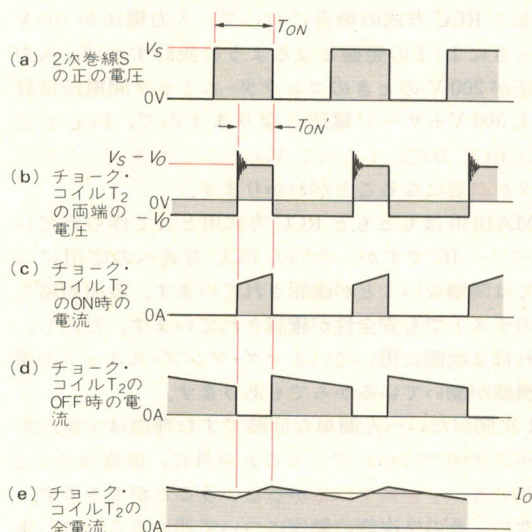
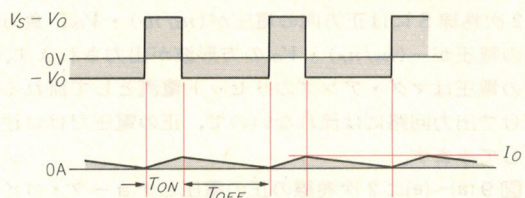
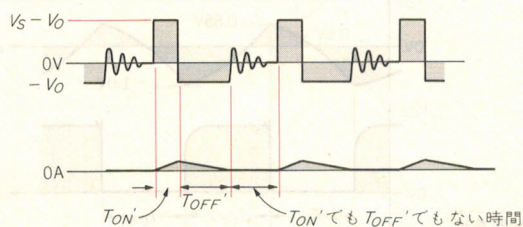
(b) C_2の両端の電圧v_{C2}の波形とスイッチング・トランジスタQ_1のON/OFFの関係

ル T_2 両端の電圧および電流の波形を示します．マグ・アンプのスイッチング動作により，チョーク・コイル T_2 両端に正の電圧がかかる時間 T_{ON}'，すなわちマグ・アンプのON期間は1次側のスイッチング・トランジスタ Q_1 のON期間 T_{ON} より小さくなります．その分，チョーク・コイルのOFF期間 T_{OFF}' は長くなり，全体の周期 T は変わりません．

図9(c)〜(e)に示したチョーク・コイル T_2 を流れる電流は，電流波形が完全な三角形になる臨界電流 i_θ より大きいときのものです．

臨界電流のときと臨界電流以外のときのチョーク・コイル両端の電圧と電流の波形をそれぞれ図10に示します．

〈図9〉2次側の回路動作(写真4と写真5も参照)

〈図10〉チョーク・コイル T_2 両端の電圧と電流波形

(a) 臨界電流のとき

(b) 臨界電流以下のとき

出力電流が臨界電流以下になったときはONでもOFFでもない期間が生じます．そのときの出力電圧は，

$$V_O=\frac{T_{ON}'}{T}\cdot V_{IN} \quad \cdots\cdots(5)$$

ではなく，

$$V_O=\frac{T_{ON}'}{T_{ON}'+T_{OFF}'}\cdot V_{IN} \quad \cdots\cdots(6)$$

と表す必要があります．

出力電流が定格電流の10％のときに臨界電流となるようにチョーク・コイルのインダクタンスを選びます．

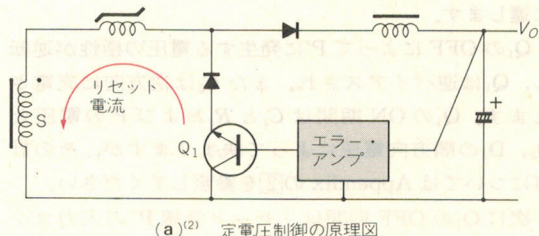
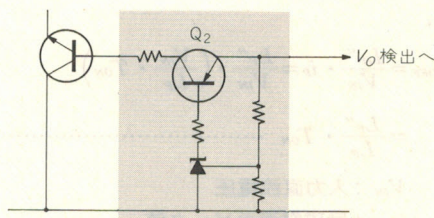
臨界電流のピーク値を I_θ とおけば，

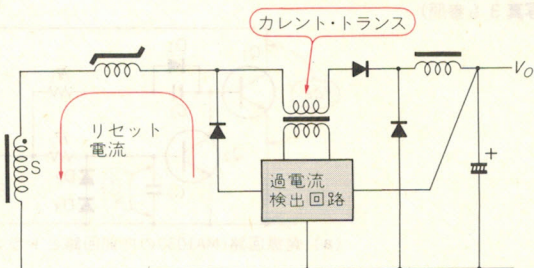
$$\frac{V_O}{L}\cdot T_{OFF}'=I_\theta \quad \cdots\cdots(7)$$

$$2\cdot I_O=I_\theta \quad \cdots\cdots(8)$$

L：チョーク・コイル T_2 のインダクタンス
I_O：出力電流(臨界電流のときの値)

が成立するので，

〈図11〉マグ・アンプによる定電圧制御

(a)[2] 定電圧制御の原理図

(b) エラー・アンプの内部等価回路の例

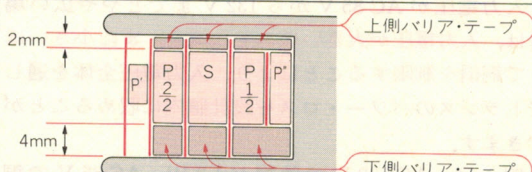
〈図12〉[2] 過電流保護の原理図

$$L = \frac{V_O \cdot T_{OFF}'}{2 \cdot I_O} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (9)$$

として求まります．実際のインダクタンスは次節のトランスの設計のところで計算することにします．

1次側の発振のOFFの期間にマグ・アンプにリセット電流が流れます．TMCU05V10RCの資料では内部回路が図11(a)のようにブロック図で紹介されています．この図のエラー・アンプに相当する回路は不明ですが，例えば図11(b)に示すような回路を使うことができます．この回路において，出力電圧が上昇するとQ_2を流れる電流が増えます．Q_2の電流は図(a)のQ_1のベースをドライブし，リセット電流を増やします．

すなわち，出力電圧の上昇がリセット電流を増加させ出力電圧を下げる，という負帰還ループが形成されて定電圧制御が働きます．リセット電流が増えると出力電圧が下がる理由はAppendixの1を参照してください．

● 過電流保護回路

リセット電流を制御して定電圧を得る原理は過電流防止回路にも応用されています．TMCU05V10RCの資料では図12に示したブロック図以上のことはわかりませんが，カレント・トランスによりピーク電流を検出してリセット電流を制御しています．

また，短絡電流が保護開始電流の50％以下になる(TMCU05V10RCの場合)フの字特性を示します．これらの保護回路は，1次側のスイッチング・トランジスタQ_1を保護するため，1次側には保護回路を必要としません．

絶縁トランスT_1の作り方

TDKのコアのカタログ[3]にはFCC方式100 kHzで使用した場合の理論的な出力が示されています．その値は鉄損＝銅損(p.121のコラム参照)の条件を満足する線径と巻き方によって，また一定の入力電圧の条件のもとで得られるものですが，安全規格を満足するためのバリアを設けたり，今回のように1次側のON期間がPWM方式と異なり，入力電圧に応じてそれほど変わらない特別な応用ではそれなりに下げて使う必要があります．

今回使用したコアは材質がPC30(旧H_{7C1}材)のEI33/29/13で，理論的出力が179 Wのものです．バリア・スペースやそのほかの条件を考えても十分な大きさですので，サイズを小さくしたい場合はEI30な

〈表1〉
絶縁トランスT_1の巻線仕様とインダクタンスの測定結果

<table>
<tr><td>コア形状</td><td colspan="2">EI33/29/13</td></tr>
<tr><td>コア材質</td><td colspan="2">PC30(旧H_{7C1}材)</td></tr>
<tr><td>ボビン</td><td colspan="2">BE33/29/13-1112CPL</td></tr>
<tr><td>ギャップ</td><td colspan="2">50μmスペース・ギャップ</td></tr>
<tr><td>巻線仕様</td><td colspan="2"><table>
<tr><th>巻順</th><th>ピン番号</th><th>巻数</th><th>線径</th></tr>
<tr><td>P″</td><td>③→⑤</td><td>46回</td><td>0.2mmφ</td></tr>
<tr><td>$P\frac{1}{2}$</td><td>⑤→⑥</td><td>23回</td><td>0.4mmφ</td></tr>
<tr><td>S</td><td>⑩→⑨</td><td>6回</td><td>0.35mmφ×9</td></tr>
<tr><td>$P\frac{2}{2}$</td><td>⑥→④</td><td>23回</td><td>0.4mmφ</td></tr>
<tr><td>P′</td><td>①→②</td><td>2回</td><td>0.35mmφ</td></tr>
</table>P′は引き出し線に絶縁チューブをつけること</td></tr>
<tr><td>巻線構造</td><td colspan="2">2mm
4mm
P′ | $P\frac{2}{2}$ | S | $P\frac{1}{2}$ | P″
上側バリア・テープ
下側バリア・テープ</td></tr>
<tr><td rowspan="5">層間テープ</td><td>P″と$P\frac{1}{2}$の間</td><td>25μmポリエステル・テープ1回</td></tr>
<tr><td>$P\frac{1}{2}$とSの間</td><td>50μmポリエステル・テープ2回</td></tr>
<tr><td>Sと$P\frac{2}{2}$の間</td><td>50μmポリエステル・テープ2回</td></tr>
<tr><td>$P\frac{2}{2}$とP′の間</td><td>25μmポリエステル・テープ1回</td></tr>
<tr><td>外周</td><td>50μmポリエステル・テープ2回</td></tr>
<tr><td rowspan="2">インダクタンス
(測定値)</td><td colspan="2">1次巻線$P\frac{1}{2}+P\frac{2}{2}=2.44mH$
1次巻線のリーケージ・インダクタンス＝6μH
(2次側Sショートで測定)</td></tr>
<tr><td colspan="2">リセット巻線P″＝2.39mH
リセット巻線のリーケージ・インダクタンス＝19μH
(2次側Sショートで測定)</td></tr>
</table>

どを検討してください．

表1に製作するトランスの仕様とインダクタンスの測定値をまとめます．

● 巻線と線径の決定

▶ 1次巻線Pの巻数と線径

入力電圧の範囲全体を通して，鉄損＝銅損を満足することは不可能です．鉄損＝銅損を満足する入力条件と出力条件が与えられたとき，入力電圧が高くなるほどまた出力電流が小さくなるほど鉄損の割合が増えます．

鉄損は磁束密度変化量の2.4乗に比例するため，鉄損を小さくするには磁束密度変化量を小さくする必要があります．例えば磁束密度変化量を25％減らすと鉄損は50％減ることになります．

いっぽう電圧時間積の関係（Appendixの[1]参照）から磁束密度変化量ΔBは，

$$\Delta B=\frac{V \cdot t}{n \cdot S} \quad \cdots\cdots(10)$$

と表すことができますから，巻数nを増やせば減ることがわかります．

したがって，鉄損を小さくするには巻数を増やせばよいことがわかります．

ところが，同じスペースで巻数を増やすには線径を細くし，線を長くしなければならないため銅線の抵抗が巻数の2乗に比例して増え，銅損が増えることになります．銅の抵抗を下げるために太い線径を用いるとボビンに巻ける回数が減り，鉄損が増えることになります．

このように鉄損は巻数の2.4乗に反比例し，銅損は巻数の2乗に比例して増えるため，鉄損＋銅損の合計が最も小さくなる巻数を選ぶのがトランス全体のエネルギ・ロスを減らし，温度上昇を抑えるうえで必要となります．

入力電圧がAC 85 Vから132 Vまでとやや広い場合は，入力電圧が大きいほうで鉄損を，また小さいほうで銅損を制限することにより，入力電圧全体を通してトランスのパワー・ロスを設計値内に収めることができます．

例えば，AC 132 Vで鉄損が1.0 W，AC 85 Vで銅損が1.0 WであればAC 85～132 Vの入力範囲でトランス全体のロスは2 W以下に収まります．

EI33/29/13の場合は温度上昇を40°C以下に抑えるための最大のパワー・ロスが2.2 Wですので［p.127の図7(a)参照］，AC 132 Vのときの鉄損を1.0 W，AC 85 Vのときの銅損も1.0 Wとして巻数と線径を選びました．こうしておけばトランスのロスが2 Wを超えることがなく，温度上昇は40°C以下に抑えることができます．AC 110 V前後で出力10 Aのとき，鉄損＝銅損になると思われます．

なお，鉄損と銅損の求めかた，カタログ値の利用の方法はAppendixの[3]にまとめました．その結果によれば1次巻線Pの巻数が46回，線径が0.4 mmφとなります．

次に，この巻数で励磁電流による飽和が発生しないかどうか確認する必要があります．その確認は次の式で行います．

$$V_{IN} \cdot T_{ON} < n_P \cdot (B_S - B_r) \cdot S \quad \cdots\cdots(11)$$

B_S：飽和磁束密度

B_r：残留磁束密度

S：コアの最小断面積

上の式に，

$V_{IN}=185$ V（最大入力電圧）

$T_{ON}=4.0\ \mu$s（185 V時の1次側のON期間）

$n_P=46$ ターン

$B_S-B_r=270$ mT（PC30の場合．T：テスラ）

$S=110\ \mathrm{mm}^2$

を単位に注意して代入します．計算は省略しますが，式が成立していることが確認できます．

また，1次巻線のインダクタンスがAppendixの(13)式を満足する必要があります．すなわち，

$$L_P<\frac{V_{IN} \cdot T_{ON} \cdot n_P}{1.5} \quad \cdots\cdots(12)$$

に，

$V_{IN}=105$ V（最小入力電圧）

$T_{ON}=5.0\ \mu$s（105 V時の1次側のON期間）

$n_P=46$ t

を代入して次の条件を得ます．

$$L_P<16.1\times10^{-3}\ (\mathrm{H}) \quad \cdots\cdots(13)$$

EI33/29/13ではギャップがゼロで，46ターン巻いても上の式は満足します．ただし，インダクタンスが大きいと無負荷時の発振周波数の下がりかたも大きいため，50 μmのスペース・ギャップを挿入して調整します．

▶ 補助巻線P′の巻数と線径

補助巻線の電圧が5 Vぐらいになるように巻数を決めます．1ターンでは最小2.2 Vとなり，電圧が足りませんので2ターンとします．線径は0.35 mmφとします．

▶ リセット巻線P″の巻数と線径

リセット巻線は発振のデューティ比を決定します．1：1のデューティ比を得るために1次巻線の巻数と同じ46回とします．リセット巻線を流れる電流の実効値はAC132 Vのときに最大となり，その値は約0.12 Armsですので，0.2 mmφの線径とします．

▶ 2次側巻線Sの巻数と線径

1次側の発振が1：1であってもマグ・アンプのデッド・アングルのため，2次側のデューティ比は0.4以下になります．そこで，2次巻線の巻数n_Sを前述の式

に2次側ダイオードによる電圧ドロップ分 V_d を含め，

$$n_S = \frac{n_P}{V_{IN}} \cdot \left(\frac{V_O}{0.4} + V_d\right) \cdots\cdots (14)$$

として求めます．

この式に代入する値は V_{IN} は最小値105 Vとし，V_d はショットキ・バリア・ダイオードの V_F である0.55 Vとします．n_P はすでに求めた46ターンとして計算すると，

$$n_S = \frac{46}{105} \times \left(\frac{5.0}{0.4} + 0.5\right) \fallingdotseq 5.7 \cdots\cdots (15)$$

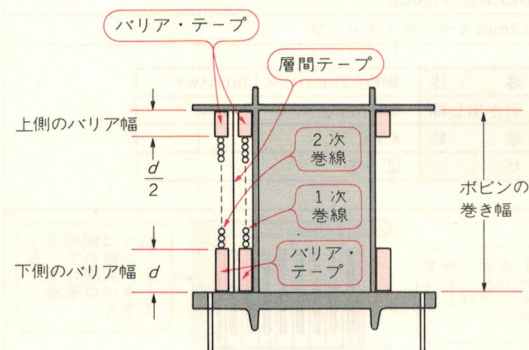
となりますので6ターンとします．

2次側の電流の実効値は V_{IN} が最小値105 Vのときに最大となり，その値は出力電流が10 Aのとき約6.3 Aとなります．線径については0.35 mmφを9本パラレルにして使用します．2次巻線の線径の決め方についてはAppendixの③を参照してください．

● トランス T_1 の巻き方

トランスの1次-2次間の安全規格をクリアし，かつ良好なカップリングが得られるようにくふうします．入力電圧範囲がAC85～132 Vで米国の商用公称電圧もカバーしているので，安全規格もUL478に準拠するようにします．米国は寸法の単位にインチを使用しており，1次側（充電部）と2次側（非充電部）の間の空間および沿面距離を1/8インチ（約3.2 mm）と規定しています．

トランスにおいてこの距離を保たなければならない部分は，1次巻線またはその引き出し線と2次巻線またはその引き出し線の間，およびそれらとコアの間になります．

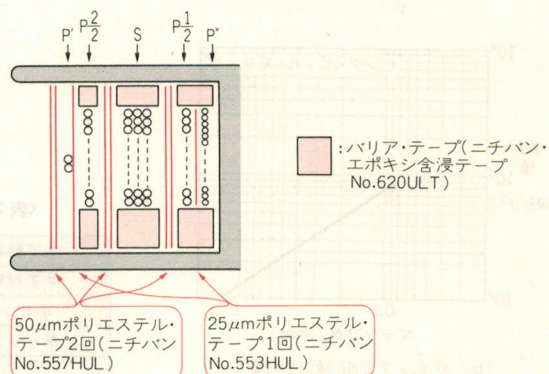
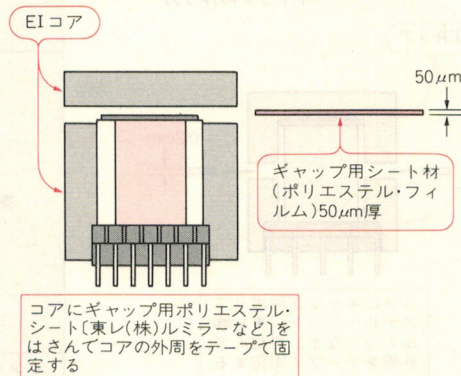
そこで，図13に示すようにボビンの巻幅を決める両端から距離をあけて（バリアと呼ぶ）巻き始め，また巻き終わるようにします．今回はテープによってバリアを設けることにします．

ボビンのピンのある下側に3.2 mm幅のテープを巻き，上側に1.6 mm幅のテープを巻いて沿面距離を確保すればよいのですが，多少の余裕があるのでそれぞれ4.0 mm幅と2.0 mm幅のテープを用いています．使用したテープはニチバンのエポキシ含浸テープNo. 620ULTです．

安全規格には1次巻線と2次巻線の層間のテープについて具体的な規定はされていませんが，耐電圧試験の電圧（AC1250 V）に1分間絶縁破壊することなく耐えなければならないことになっています．なお，この試験はトランスの温度上昇が平衡状態に達してから行われます．今回のトランスでは，1次-2次巻線間のテープとしてニチバンのNo.557HUL（テープ厚50 μm）を使い2回巻いています．

1次-2次間のカップリングをよくするために，1次巻線を分割してサンドイッチ構造とします．以上をまとめてトランスのボビンの断面を図14に示しました．

またコアを組み立てるときには，ギャップが必要なために図15に示すような方法で50 μmの厚みのポリエステル・フィルムなどによりスペース・ギャップを作

〈図13〉巻線の基本的な方法

〈図14〉絶縁トランス T_1 のボビン断面図

〈図15〉EIコアのスペース・ギャップの作り方

ります．

1次-2次間の安全規格に関して日本の電気用品取締法がIEC950に準拠するようになると，多少変更しなければならない点が出てきます．第12章を参考にしてください．

チョーク・コイルT_2の作り方

● 巻数の求め方

チョーク・コイルは，

① 最大出力電流の10％で臨界電流となるようにインダクタンスLを決める．

② ピーク電流で飽和しないようにコア，巻数，ギャップを選ぶ．

の2点に基づいて作ります．

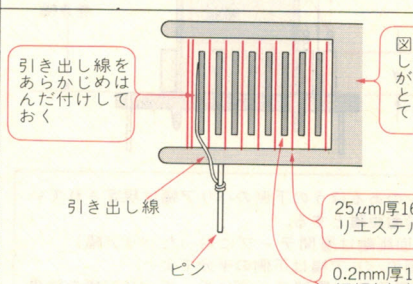
①については(9)式により，

$$L=\frac{5.0\times6.5\times10^{-6}}{2\times1.0}=16.3\times10^{-6}\text{(H)} \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (16)$$

と求まります．

ここで，出力電圧を5.0V，T_{OFF}'を6.5×10^{-6}sec，出力電流の10％値を1.0Aとしました．

すなわち，インダクタンスはピーク電流2A(I_θ)で15μH以上であればよいといえます．

②については次のように選びます．コアとしてEER28(TDK)を使用します．EER28の*AL*値と*NI*値のグラフを図16に示します．

ギャップは0.2mmのスペース・ギャップとします(図17)．*AL*値はセンタ・ギャップに換算して約0.4mmですので，グラフより約250nH/n^2と求まります．そこで上の16.3μHを得るのに，8.1ターン($16.3\times10^{-6}=250\times10^{-9}\times8.1^2$)必要となります．*AL*値が250nH/$n^2$のときの*NI*リミット(巻数×電流)が約120ATですので，8.5ターン巻いた場合も14Aとれ，飽和についても問題ありません．

なお，臨界電流のピーク値が2Aですので，最大電流10Aのときのピーク値は約11Aです．

● 実際に巻く方法

巻線材については0.2mm厚で13mm幅の銅板を用います．銅板の両端には別の銅線をはんだ付けし，この銅線でピンと接続します．銅板の片面には25μm厚で16mm幅のポリエステル・テープをはり付けて絶

(a) ギャップとNI値(代表値)

〈図16〉[3] EER28(PC30材およびPC40材)の*AL*値と*NI*値

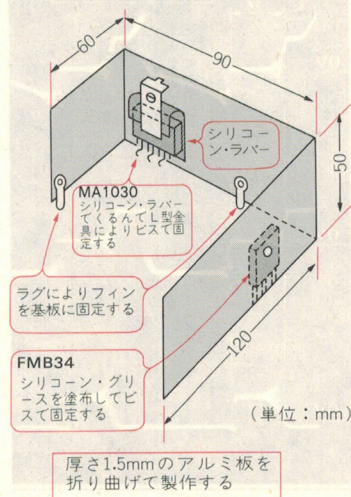
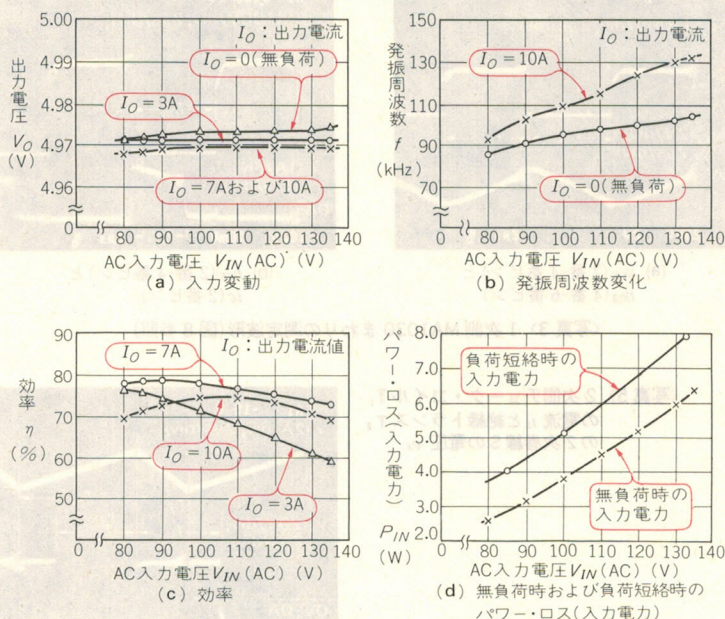
(b) ギャップと*AL*値(代表値)

〈図17〉EERコアのスペース・ギャップの作り方

〈表2〉チョーク・コイルT_2の巻線仕様とインダクタンスの測定結果

項目	内容
コア形状	EER28
コア材質	PC30(旧H_{7C1}材)
ボビン	BEER28-1110CP
ギャップ	0.2mmスペース・ギャップ
巻線仕様	導体：銅板0.2mm(t)×13mm(w) 引き出し線：0.35mmφ×2本パラレル 巻数：8.5回 ピン：②→⑦
巻線構造	引き出し線をあらかじめはんだ付けしておく 図では銅板どうしが離れているが，実際に巻くときには密着して巻く 引き出し線 ピン 25μm厚16mm幅のポリエステル・テープ 0.2mm厚13mm幅の銅板(中央に巻く)
インダクタンス	20μH(測定値)

〈図18〉 ヒート・シンクの例

60
90
50
120
シリコーン・ラバー
MA1030
シリコーン・ラバーでくるんでL型金具によりビスで固定する
ラグによりフィンを基板に固定する
FMB34
シリコーン・グリースを塗布してビスで固定する
（単位：mm）
厚さ1.5mmのアルミ板を折り曲げて製作する

〈図19〉 製作したFCC方式スイッチング・レギュレータの特性の測定結果

縁します．また，このような銅板を巻く場合，丸いボビンのEERタイプが適しています．

T_2の巻線仕様とインダクタンスの測定結果を**表2**に示します．

＊

回路の製作と測定結果

● 製作上の注意点

トランスの巻数と鉄損・銅損の関係

いま，与えられたコアに巻線を巻けるだけ巻くことを前提として，鉄損と銅損がどのように変化するかを考えてみます．

鉄損はコアの内部で電磁エネルギが熱に変化して生じるものですが，これは巻数を増すほど磁束の変化の幅(ΔB)が小さくなることにより，損失ぶんの割合は減っていきます．

銅損はコイルの銅線の抵抗により生じる熱による損失です．同じコアに巻線を巻くことを考えると，巻くことのできる面積(トランスの窓)は一定ですので，巻数を多くするほど比例して線長が長くなり，また巻線を細くする必要があることから銅線の抵抗が大きくなり，銅損が増えます．

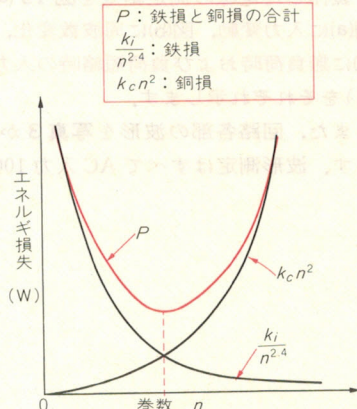
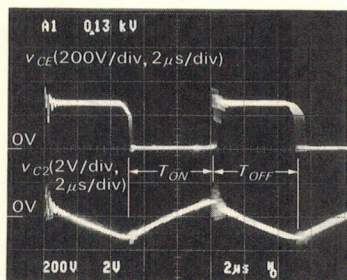
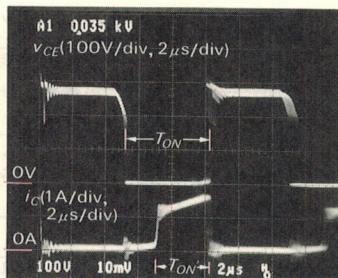
トランスの全体の損失をPとすると，これらの関係をおおよそ次のように表すことができます．

$$P=\frac{k_i}{n^{2.4}}+k_c n^2$$

ここでnは巻数，k_i，k_cは係数とします．

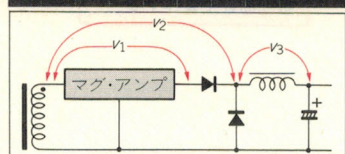
この式の第1項は鉄損を表しており，第2項は銅損を表しています．これを巻数と損失の関係としてグラフにすると図Aのようになります．このグラフから，鉄損と銅損の合計があるnのときに最小になることがわかります．

このトランスの損失がいちばん小さいときの巻数nの値は，鉄損と銅損の値がほぼ等しいときの値となります．

〈図A〉 トランスの巻数と鉄損・銅損の関係

(a) v_{CE}(2番-4番ピン)と v_{C2}(4番-6番ピン)

(b) v_{CE}(2番-4番ピン)と i_C(2番ピン)

〈写真 3〉 1次側MA1030まわりの測定波形(図8参照)

〈写真 4〉 2次側マグ・アンプまわりの測定波形(20 V/div, 2 μs/div)

〈写真 5〉 2次側チョーク・コイルT_1の電流 i_Lと絶縁トランスT_2の2次巻線Sの電圧 v_S

プリント基板(**図2**)の空きスペースは12 Vまたは24 V出力を追加する場合に使います．ヒート・シンクは1次側のICと2次側のショットキ・バリア・ダイオードに必要となりますが，**図18**に示すようなひとつのヒート・シンクを共用します．

ICは絶縁パッケージになっていますが，プラスチックのボディにクラックが発生したときには絶縁規格を満足しなくなりますので，ヒート・シンクに実装する際はシリコーン・ラバーでできた絶縁シートをICとヒート・シンクの間にはさむようにします．絶縁シートはICのボディの縁から4 mm以上はみ出すようにします．

● 製作した電源の特性

製作した電源の測定結果を**図19**(a)〜(d)に示します．図(a)に入力変動，図(b)に周波数変化，図(c)に効率，図(d)に無負荷時および負荷短絡時の入力電力(パワー・ロス)をそれぞれ示します．

また，回路各部の波形を**写真3**から**写真5**に示します．波形測定はすべてAC入力100 V，出力7Aで行いました．

* *

マグ・アンプ・ユニットができたことにより，スイッチング電源が一段とシンプルな回路ででき上がることになりました．1次側が200 Wの容量であれば2次側にマグ・アンプ・ユニットを複数個ぶらさげて5 V，12 V，24 V，またそれらの負出力を容易に得ることができます．

また設計が容易であることから多品種少量生産に適しています．

なお，マグ・アンプ・ユニットの最大電圧時間積がもう少し大きな値だと設計がより楽になるように思えました．

◆引用文献◆
(1) MA1030，スイッチング電源用ICパワーモジュールMA1000シリーズ技術資料，1989年4月，新電元工業㈱．
(2) TMCU05V10RC，マグアンプ制御ユニット，TMCUシリーズ，Version C，TDK ㈱．
(3) TDK Ferrite Cores for Power Supply and EMI/RFI Filter，カタログNo.BAE030A，1989.5.

Appendix

マグ・アンプの動作とFCC方式SWレギュレータの回路設計と基礎計算

1 マグ・アンプのスイッチング動作

● 可飽和リアクトルの性質

一般のトランスに用いるコアに対して，可飽和リアクトルに用いられるコアの材質は透磁率が大きく，角形比の大きいB-H曲線(角形ヒステリシス特性)をもっています．

図1の(a)と(b)にその違いをわかりやすく示します．図(a)は可飽和リアクトルに用いるコアで，透磁率μが大きく，また飽和磁束密度B_sと残留磁束密度B_rの差が小さい角形を示しているのが特徴です．図(b)は一般のトランスに用いるコアです．

可飽和リアクトルは，飽和するまではたいへん大きなインダクタンスを示しますが，飽和後はたいへん小さなインダクタンスを示します．飽和するまでの時間については，電圧時間積(VT積)により，

$$V \cdot t = n \cdot \Delta B \cdot S \quad \cdots\cdots(1)$$

V：可飽和リアクトル両端にかかる電圧

t：飽和するまでの時間

n：コイルの巻数

S：コアの断面積

ΔB：飽和するまでの磁束密度変化量

と表されますが，実際に飽和するまでにどのように物理量が変化していくのか，図2のモデル回路を使って(1)式を導いてみることにします．

● 可飽和リアクトルのスイッチング動作

図2の(a)に示した回路は，直流電源V，直列抵抗成分r，トロイダル・コアに巻かれた可飽和リアクトルLおよびスイッチSからなっています．図2の(b)はスイッチ投入後の電流の変化を示したもので，投入後τ(タウ)秒後に飽和していることを示しています．

飽和する前の電流は，

$$i = \frac{V}{L} \cdot t \quad \cdots\cdots(2)$$

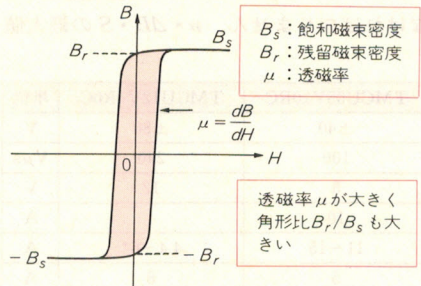
i：コイルに流れる電流

L：飽和前のインダクタンス

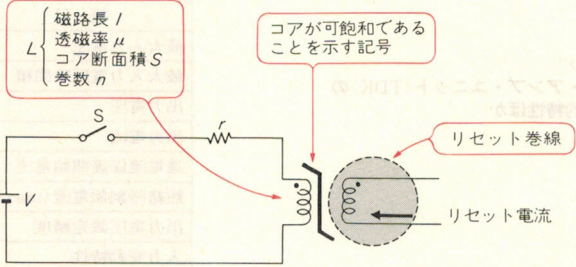
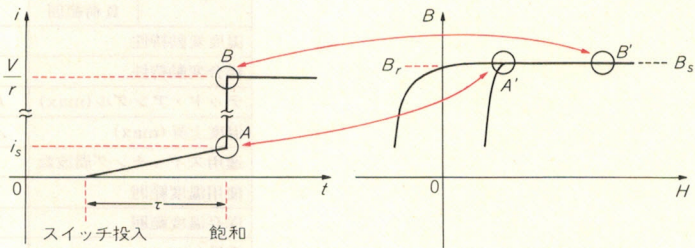
t：時間

と表すことができます．ここでは直列抵抗成分は小さいので無視しています．

飽和直前の電流はi_sですが，飽和直後は垂直にV/r

〈図1〉可飽和リアクトルと一般のトランスに用いるコアの特性の違い

(a) 可飽和リアクトルに用いるコアのB-H曲線

(b) 一般のトランスに用いるコアのB-H曲線

〈図2〉可飽和リアクトルの飽和のプロセス

(a) 可飽和リアクトルが飽和するまでの時間を測定するための回路モデル

(b) 電流の変化とヒステリシス・カーブの位置

まで立ち上がります．i_sの点AとV/rの点Bは，ヒステリシス・カーブの点A′とB′にそれぞれ対応しています．また，$i_s \ll V/r$ですので，V/rのレベルからi_sをみた場合はi_sは無視できるほど小さいといえます．

したがって$t=\tau$で，スイッチが入ったのと同じ現象とみることができます．スイッチが入るまでの時間τとi_sの関係は(2)式を用いて，

$$i_s=\frac{V}{L}\cdot\tau \quad\cdots\cdots(3)$$

と表すことができます．

● **可飽和リアクトルの最大電圧時間積**

いっぽう，飽和直前の磁束密度B_sはi_sを用いて，

$$B_s=\frac{n\cdot i_s\cdot\mu}{l} \quad\cdots\cdots(4)$$

l：コアの磁路長

μ：コアの透磁率

と表すことができます．また飽和前のインダクタンスLは，

$$L=\frac{n^2\cdot S\cdot\mu}{l} \quad\cdots\cdots(5)$$

と表すことができます．

(3)式に(4)式と(5)式を代入すると，

$$V\cdot\tau=n\cdot B_s\cdot S \quad\cdots\cdots(6)$$

を得ることができます．

(1)式は(6)式を一般的にしたものということができます．すなわち，(6)式は磁束密度がゼロから飽和するまでの電圧時間積を示していますが，(1)式は任意の磁束密度から飽和磁束までの電圧時間積を示しています．

● **可飽和リアクトルのリセット電流**

いったん飽和した可飽和リアクトルは，逆方向に電流を流す（これをリセット電流という）ことにより任意の磁束密度にもどすことができます．

リセット電流によって引きもどされる磁束密度のぶんをΔBとするとΔBは最小B_s-B_rから，最大B_s+B_rまで任意の値がとれることになります．

可飽和コアは，飽和後にリセット電流を流さなければ，ΔBは最小の値であるB_s-B_rを維持し，飽和後に逆方向に飽和するまでリセット電流を流せば，ΔBは最大の値であるB_s+B_rとなります．それらの中間リセット電流を流せば，それなりのΔBを与えることができます．

ΔBの最小値をゼロにできないのは，飽和後に順方向電流がいったんカット・オフされると，磁束密度もB_sからB_rにもどってしまうからです．ΔBの最小がゼロにならないため，本文でも説明したデッド・アングルDAが発生します．

さて，(1)式より，マグ・アンプがONするまでの時間τは，

$$\tau=\frac{n\cdot\Delta B\cdot S}{V} \quad\cdots\cdots(7)$$

と表すことができます．

マグ・アンプが定電圧制御を行うためには，τはデッド・アングルと呼ばれる最小値から，1次側のT_{ON}かそれ以上の値までカバーしなければなりません．

例えば，1次側が125 kHzで1：1の発振を行い，2次巻線の電圧の正の値が25 Vの場合は，T_{ON}が4 μs，Vが25 Vであることから，$n\cdot\Delta B\cdot S$の最大値は100 Vμs以上でなければなりません．$n\cdot\Delta B\cdot S$の最大値

〈表1〉[1]
マグ・アンプ・ユニット(TDK)の電気的特性ほか

項目		略号	TMCU05V10RC	TMCU12V4R0C	単位
最大入力電圧		$V_i$max	±40	±80	V
最大入力電圧時間積		VT	100	240	Vμs
出力電圧		V_O	5	12	V
出力電流		I_O	10	4	A
過電流保護開始電流		I_{ocp}	11～15	4.4～6*	A
短絡時制限電流(max)		I_s	5	8	A
出力電圧設定精度			±1		%
入力変動特性			±1		%
	入力範囲		(15～30V)	(33～60V)	
負荷変動特性			±1		%
	負荷範囲		(1～100 %)		
温度変動特性			±1		%
総合変動特性			±3		%
デッド・アングル(max)		DA	20		%
温度上昇(max)		ΔT	40		℃
適用スイッチング周波数		f_s	100±10		kHz
使用温度範囲		T_{ao}	−10～+60		℃
保存温度範囲		T_{as}	−20～+80		℃
重量(max)			15		g

＊8番-9番端子間をショートした条件にて測定

は最大電圧時間積と呼ばれ，発振周波数やトランスT_1の巻数比の決定に大きくかかわってきます．

● マグ・アンプ・ユニットの動作について

表1にTDKのマグ・アンプ・ユニットの電気的特性を示します．

今回使用したTMCU05V10RC(5 V・10 A)は電圧時間積の最大定格が100 Vμsと規定されています．先ほど例として示しましたが，T_{ON}が4 μsであれば，2次巻線の電圧は25 V以下になるように巻数比を決める必要があります．

入力電圧が高くなるに従って，1次側の発振周波数が少し高くなるような発振回路を採用すれば，T_{ON}が小さくなる分だけ2次巻線の電圧も高くできますので，入力電圧範囲を広げることができます．

110ページの**図1**の回路では入力電圧の上昇にともなって発振周波数が多少高くなるようになっていますので，AC 85～132 Vをカバーできます．発振に関する詳しい内容については次節を参照してください．

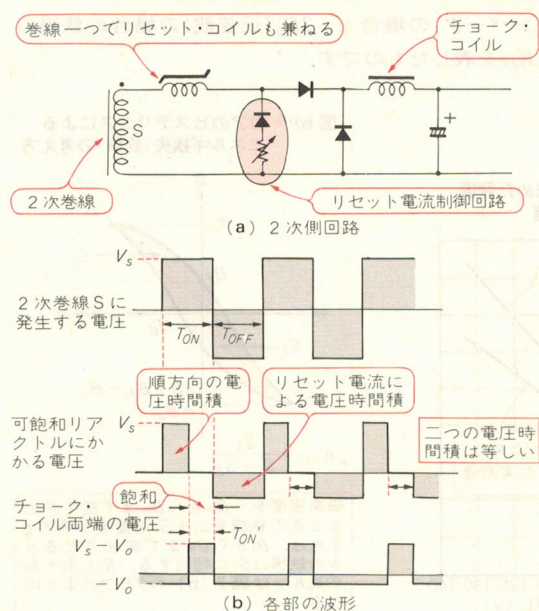
● マグ・アンプ・ユニットの定電圧制御のしくみ

可飽和リアクトルによる定電圧制御は，残留磁束密度によって変わる電圧時間積を利用して，ON時間(T_{ON}')を制御するものですが，ここではもう少し具体的な動作を調べてみることにします．

2次側の回路と2次巻線に発生する電圧，可飽和リアクトルにかかる電圧およびチョーク・コイル両端の電圧を**図3**(a)と(b)に示します．回路の可飽和リアクトルにリセット巻線はありませんが，ひとつの巻線でリセット巻線を兼ねています．リセット電流制御回路は，ダイオードと可変抵抗で簡略化されていますが，

〈図3〉マグ・アンプを使用した2次側回路の各部の波形

(a) 2次側回路

(b) 各部の波形

可変抵抗は出力電圧がフィードバックされることによりゼロから無限大まで変化できるものとします．

2次巻線の電圧が正(V_s)のとき，可飽和リアクトル両端にはコアが飽和するまで，V_sそのものがかかります．コアが飽和すると，可飽和リアクトル両端の電圧はゼロまで下がり，代わりに，チョーク・コイル両端にV_s-V_oの電圧がかかります．チョーク・コイル両端にV_s-V_oがかかっている時間は，1次側のT_{ON}から可飽和リアクトルが飽和するまでの時間を差し引いたものとなります．

また，可飽和リアクトルが飽和するまでの時間はリセット電流に比例します．したがって，出力電圧が上がろうとしたときに，リセット電流が増えるようなフィード・バック回路を作れば定電圧制御ができることになります．

飽和するまでの時間τは(7)式で表されるので，それを用いて2次側のマグ・アンプのON時間T_{ON}'は，

$$T_{ON}'=T_{ON}-\frac{n\cdot S}{V_s}\cdot \Delta B \quad \cdots\cdots(8)$$

と表されます．

いっぽう，出力電圧V_oは，

$$V_o=\frac{T_{ON}'}{T}\cdot V_s$$

$$=\frac{1}{T}(V_s\cdot T_{ON}-n\cdot \Delta B\cdot S) \quad \cdots\cdots(9)$$

と表すことができます．

この式からも出力電圧がΔB，すなわちリセット電流によって制御できることがわかります．

また，(9)式が，負荷短絡時($V_o=0$)でも成立するためには，$n\cdot\Delta B\cdot S$の最大値である最大電圧時間積が，

$V_s\cdot T_{ON}$＜最大電圧時間積 ……(10)

を満足していなければならないこともわかります．

ΔBを最大値である$2\times B_r$まで上げるときにリセット電流は最大となりますが，そのリセット電流はトランス1次巻線の励磁エネルギでまかなわれています．したがって，リセット電流と巻数の積(AT(アンペア・ターン))はトランス1次巻線の励磁電流のピーク値と巻数の積を超えることはできません．リセットに必要な電流と巻数の積はTMCU05V10RCの場合で1.5 ATですので，

$$n_P\cdot I_{CP}>1.5 \quad \cdots\cdots(11)$$

n_P：1次巻線の巻数

I_{CP}：励磁電流のピーク値

が成立している必要があります．

1次巻線のインダクタンスが大きいほど励磁電流のピーク値I_{CP}は小さくなりますので，この値が大きすぎるとリセット不足の現象が生じます．

励磁電流のピーク値I_{CP}は，

$$I_{CP}=\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON} \quad \cdots\cdots(12)$$

L_P：1次巻線のインダクタンス

V_{IN}：入力電圧(直流)

と表せますので，L_Pについて，

$$\frac{V_{IN}}{L_P}\cdot T_{ON}\cdot n_P>1.5$$

すなわち，

$$L_P<\frac{V_{IN}\cdot T_{ON}\cdot n_P}{1.5} \quad \cdots\cdots(13)$$

が成立していなければなりません．

2 1次側の発振回路

発振の動作については本文で紹介したとおりですが，ここでは発振周波数がどのように決まるのかという点についてまとめることにします．

115ページの図8(a)の回路において，C_2がOFFの期間に充電される電圧は，ダイオードD_1とD_2によってクランプされ，おおよそ-1.0Vとなります(図4)．この-1.0VはQ_1のON期間に充電され，OFF直前にはおおよそ0.85Vに達します．C_2の電圧が0.5Vに達する前後からQ_2に電流が流れ始め，Q_1のベース電流は減少しOFFに向かいます．

OFF直前にはQ_2に100mAほど流れるため，$V_{BE(sat)}$も大きくなり，0.85Vまで上がります．

Q_1のON期間T_{ON}は，C_2両端の電圧が-1.0Vから0.85Vまで変化するのに要する時間と考えられますから，この期間の指数関数を求めればON時間が計算で求められます．この指数関数を導く式は省略しますが，ON期間のC_2両端の電圧v_{C2}は，-1.0Vとなる時刻をゼロとして，

$$v_{C2}=(1-e^{-\frac{t}{R_2C_2}})\cdot(V_P'+1.0)-1.0 \quad \cdots\cdots(14)$$

V_P'：補助巻線の電圧

で与えられます．

したがって，v_{C2}が0.85Vとなるまでの時間T_{ON}は，

$$T_{ON}=R_2C_2\cdot\ln\frac{V_P'+1.0}{V_P'-0.85} \quad \cdots\cdots(15)$$

で与えられます．発振が1：1であることから周期Tは，

$$T=2R_2C_2\cdot\ln\frac{V_P'+1.0}{V_P'-0.85} \quad \cdots\cdots(16)$$

と表すことができます．

求めた(16)式によって計算した発振周波数と測定した実際の発振周波数を図5に示します．

3 コアのカタログ値の見方とT_1の設計

● 鉄損の求め方

トランスの巻線に交流を流したとき，コア内部の磁界Hと磁束密度Bは図6に示したように変化します．鉄損は磁束密度のピーク値であるB_mの2.4乗に比例します．

図6は巻線に正負同じピーク値の電流を流したときの曲線ですが，今回製作したような一石コンバータ(スイッチングを行うトランジスタが1個で，トランス・コアの磁束の向きが一方向にしか変化しないコンバータ)では負方向はゼロですから，磁界Hの正の部分で磁束密度が変化することになります．

コアのカタログに記載されているコア・ロス(鉄損)のデータは，正負同じピーク値の電流(正弦波)を流したときのもので，一石コンバータのように磁束密度がB_m-B_rの変化をしている場合は，ピーク値が同じB_mでも鉄損は小さくなります．

図7(b)のグラフは，磁束密度変化量がB_m-B_r(一石コンバータ)の場合と，$2B_m$(正弦波)の場合の鉄損の比K_{FC}を表したものです．

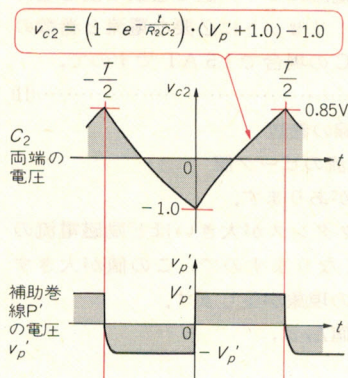
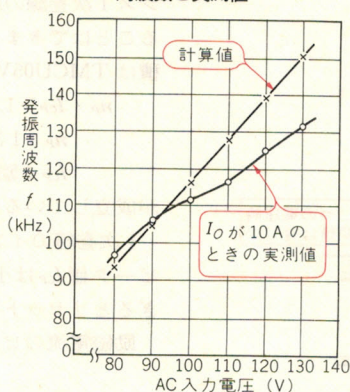
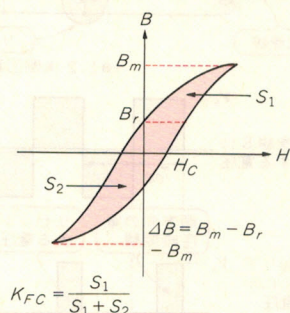
〈図4〉C_2(図8)両端の電圧v_{c2}と補助巻線P'の電圧V'_P

〈図5〉計算によって求めた発振周波数と実測値

〈図6〉[2] コアのヒステリシスによるエネルギ損失(鉄損)の考え方

磁束密度を$-B_m$からB_mまで変化させるときの鉄損をS_1+S_2の面積で表すとすれば，B_rからB_mまで変化させるときの鉄損はS_1に相当する．S_1とS_1+S_2の比K_{FC}は図7(b)のグラフのようになる．

図7(c)は磁束密度と鉄損の関係をグラフにしたものですが，横軸のB_mは正の(または負の)ピーク値を表しており，変化量としては$2B_m$です．

図7(d)はB_mとB_m-B_rの関係を表しています．

これらの三つのグラフから，鉄損を1Wとしたいときに，磁束密度変化量$\Delta B(=B_m-B_r)$をどのような値に選べばよいか求めてみます．

まず図7(b)のグラフより100kHzのときの比率を読み取ります．次に1Wをこの読み取った値の0.33で割った値の3.0Wに相当する磁束密度B_mを図7(c)より読み取ります．温度は100℃を適用します．この値は150mTとなります．磁束密度150mTに相当する磁束密度変化量ΔBを図7(d)より求めます．温度は100℃を適用します．値は130mTと求まります．

磁束密度変化量を130mTとするために必要な巻数nは，

$$n=\frac{V_{IN}\cdot T_{ON}}{\Delta B\cdot S} \quad \cdots\cdots(17)$$

より求まります．この式に，

$V_{IN}=185$ V(最大入力電圧)

$T_{ON}=4.0\ \mu$s(185V時のT_{ON})

$\Delta B=130$ mT

$S=123$ mm^2(カタログ値)

を代入すると，

$$n=\frac{185\times4\times10^{-6}}{130\times10^{-3}\times123\times10^{-6}} \quad \cdots\cdots(18)$$

よりnは46ターンと求まります．

● 銅損の求め方

銅損は銅線(巻線)の抵抗によるロスですが，銅線の抵抗をR，実効電流をIとすれば，銅損P_Cは次式で求まります．

$$P_C=R\cdot I^2 \quad \cdots\cdots(19)$$

銅の抵抗率は，

$1.69\times10^{-5}\ \Omega\cdot$mm(20℃)

$2.26\times10^{-5}\ \Omega\cdot$mm(100℃)

ですから，抵抗は巻線の長さに応じて計算できますが，表4に示したJIS規格も参照してください．

また，銅線は高周波に対して表皮効果をもち，周波数が高いほど抵抗も大きくなります．その抵抗増加の倍率を図8に示します．高周波になると，電流は導体の表面近くをより多く流れようとするため，同じ断面積でもトータルの周囲長の長いほうが小さい抵抗を示します．したがって，例えば0.7mmφの銅線1本より0.35mmφの銅線を4本束ねて用いたほうが小さな抵抗となります．

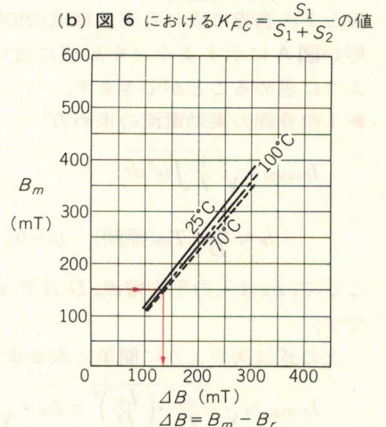
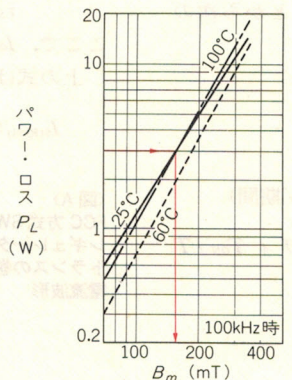
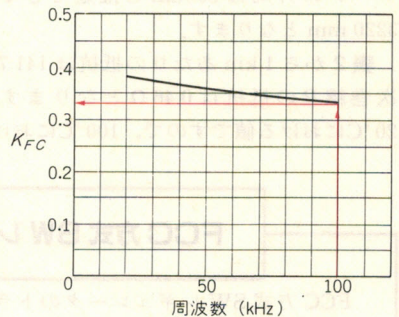
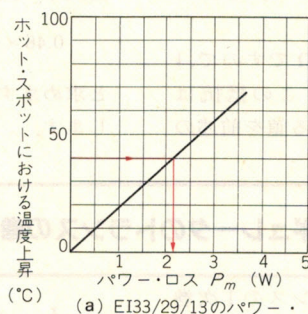
1次巻線Pは0.4mmφを46ターン巻きますが，線の長さは，図9に示したボビンの外形図より，初めの1/2の23ターンの外周は60mm，残りの1/2の23

〈図7〉(2) コアのカタログ中のいろいろな特性図

(a) EI33/29/13のパワー・ロスと温度上昇

(c) 磁束密度を$\pm B_m$変化させたときのコア・ロス(鉄損，図6のS_1+S_2に相当)

(b) 図6における$K_{FC}=\frac{S_1}{S_1+S_2}$の値

(d) B-HカーブにおけるB_m対B_m-B_r(ΔB)

〈表2〉2種ポリウレタン銅線の規格(JIS C3202-1988)

導体 径(mm)	導体 公差(mm)	最小被膜厚(mm)	最大仕上がり外径(mm)	最大導体抵抗(20℃)(Ω/km)
1.0	±0.012	0.017	1.062	22.49
0.95	±0.010	0.017	1.008	24.87
0.90	±0.010	0.016	0.956	27.71
0.85	±0.010	0.015	0.904	31.11
0.80	±0.010	0.015	0.852	35.17
0.75	±0.008	0.014	0.798	39.87
0.70	±0.008	0.013	0.746	45.84
0.65	±0.008	0.012	0.694	53.26
0.60	±0.008	0.012	0.644	62.64
0.55	±0.006	0.012	0.592	74.18
0.50	±0.006	0.012	0.542	89.95
0.45	±0.006	0.011	0.490	112.1
0.40	±0.005	0.011	0.439	141.7
0.37	±0.005	0.010	0.407	165.9
0.35	±0.005	0.010	0.387	185.7
0.32	±0.005	0.010	0.357	222.8
0.30	±0.005	0.010	0.337	254.0
0.29	±0.004	0.009	0.324	273.9
0.28	±0.004	0.009	0.314	294.1
0.27	±0.004	0.009	0.304	316.3
0.26	±0.004	0.009	0.294	341.8
0.25	±0.004	0.009	0.284	370.2
0.24	±0.004	0.009	0.274	402.2
0.23	±0.004	0.009	0.264	438.6

導体 径(mm)	導体 公差(mm)	最小被膜厚(mm)	最大仕上がり外径(mm)	最大導体抵抗(20℃)(Ω/km)
0.22	±0.004	0.008	0.252	480.1
0.21	±0.003	0.008	0.241	522.8
0.20	±0.003	0.008	0.231	577.2
0.19	±0.003	0.008	0.221	640.6
0.18	±0.003	0.008	0.211	715.0
0.17	±0.003	0.007	0.199	803.2
0.16	±0.003	0.007	0.189	908.8
0.15	±0.003	0.006	0.177	1037
0.14	±0.003	0.006	0.167	1193
0.13	±0.003	0.006	0.157	1389
0.12	±0.003	0.006	0.147	1636
0.11	±0.003	0.005	0.135	1957
0.10	±0.003	0.005	0.125	2381
0.09	±0.003	0.005	0.113	2959
0.08	±0.003	0.005	0.103	3778
0.07	±0.003	0.004	0.091	4990
0.06	±0.003	0.004	0.081	6966
0.05	±0.003	0.004	0.069	10240
0.04	±0.002	0.003	0.056	15670
0.03	±0.002	0.003	0.044	28870
0.025	±0.002	0.003	0.037	42780
0.020	±0.002	0.003	0.030	69850

ターンの外周は80 mmと推定できるので，合計で3220 mmとなります．

表2から1 kmあたりの抵抗は141.7 Ωですので，1次巻線Pの抵抗は0.46 Ωとなります．この抵抗は20 ℃における値ですので，100 ℃における値を前述の抵抗率の比より，

$$0.46\times\frac{2.26}{1.69}=0.62(\Omega) \quad \cdots\cdots(20)$$

と求めます．表皮効果による増加分は小さいので省略します．

FCC方式SWレギュレータのトランスの巻線の実効電流の求め方

FCC方式SWレギュレータのトランスの1次巻線と2次巻線に流れる実効電流〔(21)式と(22)式〕は，波形が**図A**に示すように矩形(くけい)波に近いことから次のように求めることができます．

▶ 1次巻線の実効電流の求め方

$$I_{P(\mathrm{RMS})}=\sqrt{\frac{1}{T}\int i_P{}^2 dt}$$

$$i_P \fallingdotseq \frac{I_{IN}}{D}\ (T_{ON}'\text{期間})\qquad i_P=0\ (T_{OFF}'\text{期間})$$

ここで，I_{IN}は入力平均電流，Dはデューティ T_{ON}'/Tです．

上の式は次のように簡単に表せます．

$$I_{P(\mathrm{RMS})}\fallingdotseq\sqrt{\frac{T_{ON}'}{T}\cdot\left(\frac{I_{IN}}{D}\right)^2}=I_{IN}\cdot\sqrt{\frac{1}{D}}$$

▶ 2次巻線の実効電流を求める式

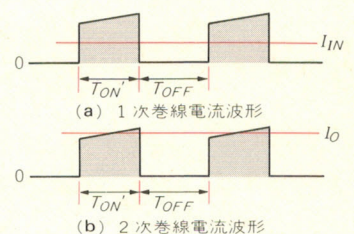
$$I_{S(\mathrm{RMS})}=\sqrt{\frac{1}{T}\int i_S{}^2 dt}$$

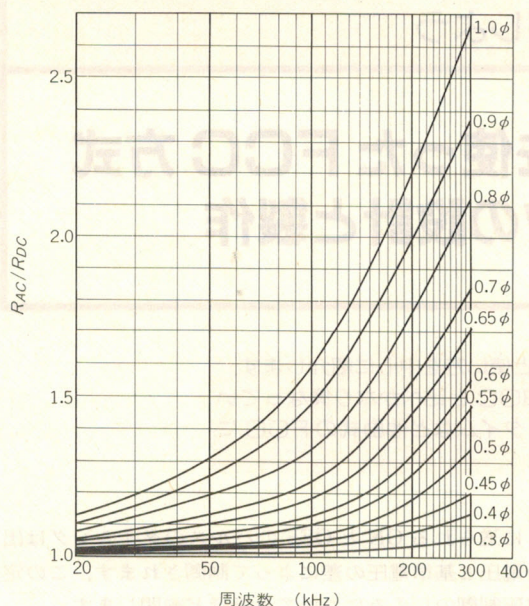
$$i_S \fallingdotseq I_O\ (T_{ON}'\text{期間})\qquad i_S=0\ (T_{OFF}'\text{期間})$$

ここで，I_Oは出力電流です．

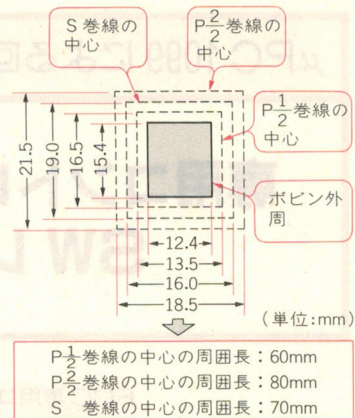
上の式は次のように簡単に表せます．

$$I_{S(\mathrm{RMS})}\fallingdotseq\sqrt{\frac{T_{ON}'}{T}\cdot I_O{}^2}=I_O\cdot\sqrt{D}$$

〈図A〉FCC方式SWレギュレータのトランスの巻線電流波形

〈図8〉(2) 表皮効果による抵抗増加率(R_{AC}/R_{DC})

〈図9〉
製作した絶縁トランスT_1のボビン
[BE33/29/13-1112 CPL(TDK)]の巻線の構造

いっぽう，AC 85 Vのときの1次巻線の実効電流$I_{P(\mathrm{RMS})}$は，

$$I_{P(\mathrm{RMS})}=\frac{50}{0.75\times105}\times\sqrt{\frac{1}{0.4}}\fallingdotseq1.0(\mathrm{A}) \quad \cdots\cdots(21)$$

ここで，出力電力を50 W，効率を0.75，AC85 V時の整流平滑後の電圧を105 V，デューティを0.4としました．1次巻線による銅損は0.62 Wとなります．

2次巻線Sは0.35 mmφを9本束ねて6ターン巻きます．線の長さは，**図9**のボビンの外形より，外周が70 mmですので420 mmとなります．0.35 mmφの1 kmあたりの抵抗は，**表2**より185.7 Ωですので，2次巻線の抵抗は8.7×10^{-3} Ωとなります．これも20 ℃における値ですので，100 ℃における値を前と同様に計算して求めます．この結果11.6×10^{-3} Ωと求まります．

いっぽう，2次巻線の実効電流$I_{S(\mathrm{RMS})}$は，

$$I_{S(\mathrm{RMS})}=10\times\sqrt{0.4}\fallingdotseq6.3(\mathrm{A}) \quad \cdots\cdots(22)$$

ここで，出力電流を10 A，デューティを0.4としました．これより，2次巻線による銅損は0.47 Wとなります．

1次と2次の巻線抵抗による銅損の合計は1.09 Wとなります．そのほかの巻線による銅損を加えてもそれほどの増加はありません．

なお，1次巻線の損失と2次巻線の損失をほぼ同じ値にするのが，全体の損失を小さくする巻き方ですが，ボビンの巻幅からバリア・スペースを差し引いた部分にぴったり巻けるように線径を選びますので多少の違いが出てきます．

◆引用文献◆

(1) マグ・アンプ制御ユニット，TMCUシリーズ，Version C，TDK ㈱．
(2) TDK ㈱，EI Cores for Switching Power Supply，DLJ84X002C，1984.10.

μPC 1099による回路設計をマスタしよう

専用コントロールICを使ったFCC方式SWレギュレータの設計と製作

FCC専用コントロールICをその機能と使い方を中心に紹介します．起動回路や過電流保護回路は自励式のRCCと比べかなり異なっています．また，PWMのしくみやデッド・タイムなど他励式のFCCに見られる特徴を解説します．

FCC方式はRCC方式と比較して，トランスと2次側平滑コンデンサを小さくできるという特徴があります．その反面，回路が少し複雑になることや2次側にチョーク・コイルが必要になるという不利な点もあります．

しかし回路が複雑になるという点はコントロール回路のIC化が進み，だんだんと解消されてきているようです．また専用コントロールICも日本電気や三菱電機，日立製作所，松下電子工業などのメーカから出ています．そこでここでは日本電気のμPC1099というコントロールICを使った電源を紹介することにします．μPC1099はμPC1094の高機能型で，周辺回路をシンプルに構成することができます．

なお，第8章の回路と異なるのは，コントロールICが内部で作り出す発振周波数によって，スイッチング周波数が固定される，いわゆる他励式であるという点です．コントロールICからMOS FETのゲートに送られるONとOFFのパルスのタイミングは出力電圧と基準電圧の差によって制御されます．この定電圧制御のしくみについては後ほど説明します．

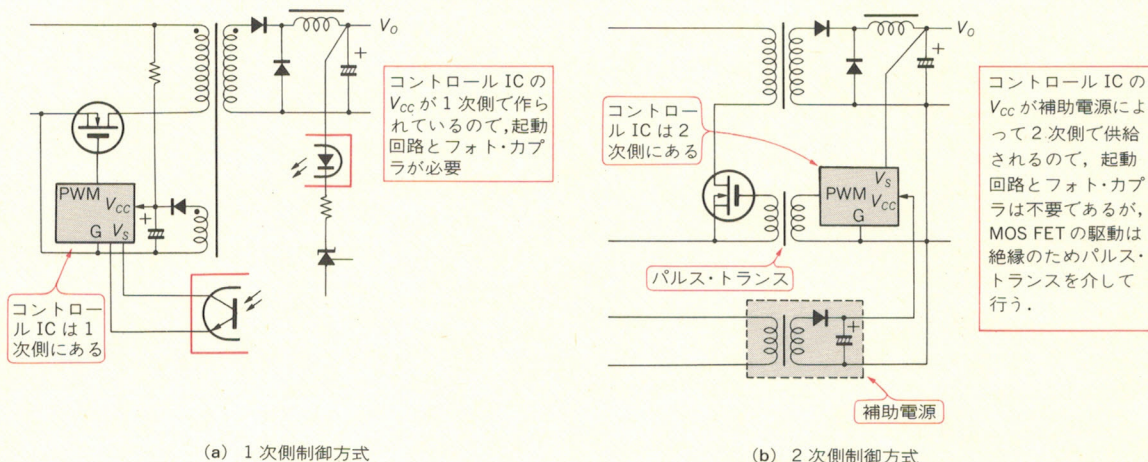
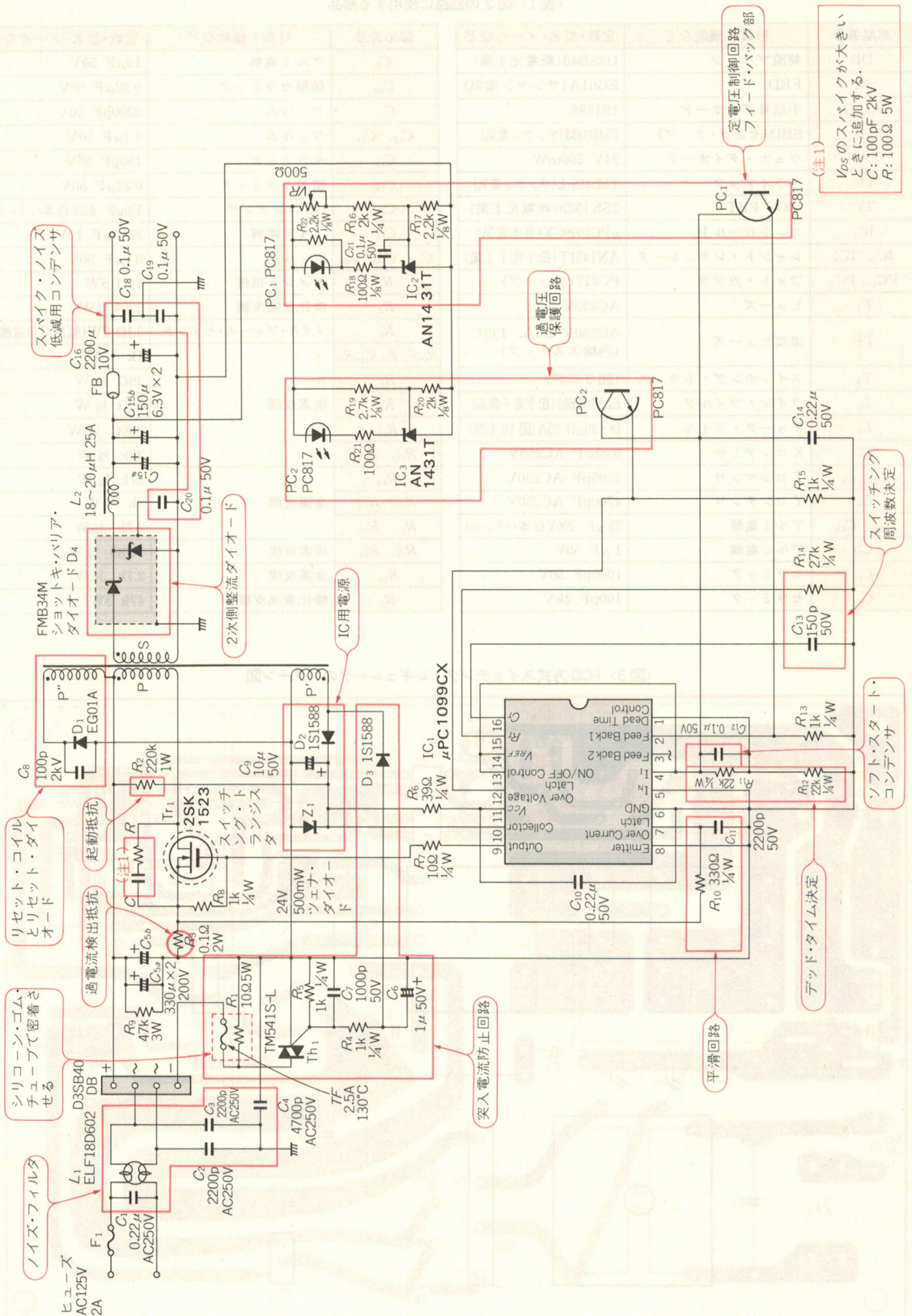
● 1次側制御と2次側制御

1次側制御とは，コントロールIC自体が動作するために必要とする電圧(V_{CC})を1次側で得て，同じ1次側にあるスイッチング・デバイスを直接制御することをいいます．しかしそのため，2次側の電圧検出はフォト・カプラを介して行う必要があります．これに対して2次側制御とは，コントロールICのV_{CC}を2次側で得て，1次側にあるスイッチング・デバイスをパルス・トランスを介して駆動するものです．電圧検出は2次側で直接できるのでフォト・カプラはいりません．1次側制御と2次側制御のブロック図を図1(a)と(b)にそれぞれ示します．

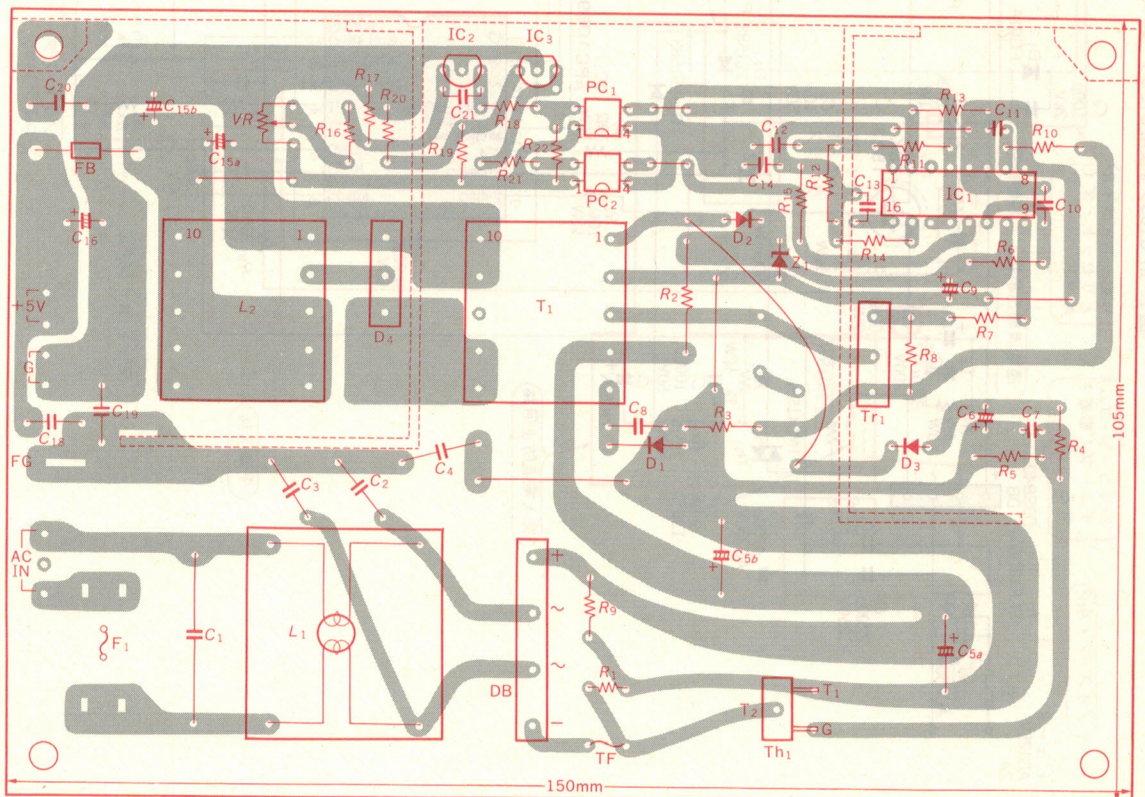
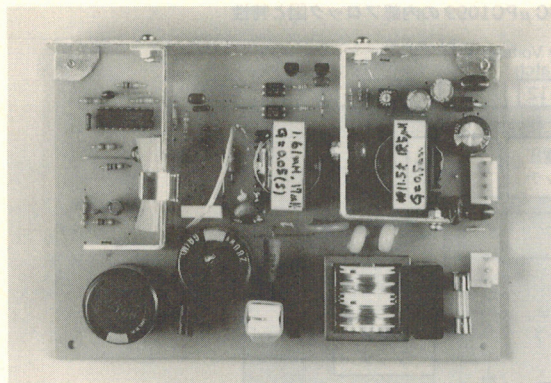
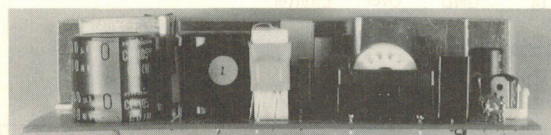
μPC1099は2次側制御に応用することも可能ですが，1次側制御に適しています．その理由のひとつに

〈図1〉FCC方式スイッチング・レギュレータの1次側制御方式と2次側制御方式

(a) 1次側制御方式

(b) 2次側制御方式

〈図2〉μPC1099を使用した5V・10A FCC方式スイッチング・レギュレータ回路図

〈表 1〉 図 2 の回路に使用する部品

部品番号	材質・機能など	定数・型名・メーカなど
DB	整流ブリッジ	D3SB40(新電元工業)
D_1	FRD	EG01A(サンケン電気)
D_2, D_3	小信号ダイオード	1S1588
D_4	SBD(センタ・タップ)	FMB34M(サンケン電気)
Z_1	ツェナ・ダイオード	24V 500mW
Th_1	トライアック	TM541S-L(サンケン電気)
Tr_1	MOS FET	2SK1523(新電元工業)
IC_1	コントロール IC	μPC1099CX(日本電気)
IC_2, IC_3	シャント・レギュレータ	AN1431T(松下電子工業)
PC_1, PC_2	フォト・カプラ	PC817(シャープ)
F_1	ヒューズ	AC125V 2A
TF	温度ヒューズ	AC250V 2.5A, 130℃ (内橋エステック)
T_1	スイッチング・トランス	(図 9 参照)
L_1	ライン・フィルタ	ELF18D602(松下電子部品)
L_2	チョーク・コイル	18~20μH 25A(図 10 参照)
C_1	X コンデンサ	0.22μF AC250V
C_2, C_3	Y コンデンサ	2200pF AC250V
C_4	Y コンデンサ	4700pF AC250V
C_{5a}, C_{5b}	アルミ電解	330μF 200V(2 本パラレル)
C_6	アルミ電解	1 μF 50V
C_7	セラミック	1000pF 50V
C_8	セラミック	100pF 2kV
C_9	アルミ電解	10μF 50V
C_{10}	積層セラミック	0.22μF 50V
C_{11}	フィルム	2200pF 50V
C_{12}, C_{21}	フィルム	0.1μF 50V
C_{13}	セラミック	150pF 50V
C_{14}	積層セラミック	0.22μF 50V
C_{15}	OS コンデンサ	150μF 6.3V(2 本パラレル)
C_{16}	アルミ電解	2200μF 10V
C_{18}, C_{19}, C_{20}	フィルム	0.1μF 50V
R_1	セメント抵抗	10Ω 5W
R_2	酸化金属皮膜	220k 1W
R_3	メタル・プレート・セメント	0.1Ω 2W(福島双羽電機)
R_4, R_5, R_8, R_{13}, R_{15}	炭素皮膜	1k ¼ W
R_6		39Ω ¼ W
R_7		10Ω ¼ W
R_{10}		330Ω ¼ W
R_{11}, R_{12}		22k ¼ W
R_{14}	金属皮膜	27k ¼ W
R_{16}, R_{20}		2k ⅛W
R_{17}, R_{22}		2.2k ⅛W
R_{18}, R_{21}	炭素皮膜	100Ω ⅛W
R_{19}	金属皮膜	2.7k ⅛W
R_9	酸化金属皮膜	47k 3W

〈図 3〉 FCC 方式スイッチング・レギュレータのパターン図

(a) 上側から見たところ

(b) (a)の下側から見たところ

〈写真 1〉 μPC1099 を使用した 5 V・10 A FCC 方式スイッチング・レギュレータ

スタンバイ電流が小さい(最大 0.2 mA)ということをあげることができます．スタンバイ電流については実際の回路において説明することにします．

図 2 に μPC1099CX を使った 5 V・10 A の FCC 方式スイッチング・レギュレータの回路図を，**表 1** に使用する部品の一覧表を示します．**写真 1** (a)と(b)に完成した電源の外観を，**写真 2** に主な使用部品の外観を示します．また，プリント基板のパターンと部品配置を図 3 に示します．

μPC1099 の内部回路と特性

今回使用するコントロール IC μPC1099 には，パッケージによってふたつのモデルがあります．普通の DIP (Dual Inline Package) が μPC1099CX で，表面実装用のフラット・パッケージが μPC1099GS です．

μPC1099 は 1 次側制御方式に適しており，MOS FET を 1.2 A(max)のピーク電流で直接駆動できるトーテム・ポール出力段を内蔵しています．

図 4 (a)～(d)に μPC1099 の内部ブロックと電気的特

(a) ライン・フィルタ ELF18D602 (松下電子部品)

(e) メタル・プレート・セメント抵抗 0.1Ω2W (福島双羽電気)

(g) トランス T_1 (製作したもの)

(h) チョーク・コイル L_2 (製作したもの)

(i) OS コンデンサ 150μF/6.3V (三洋電機)

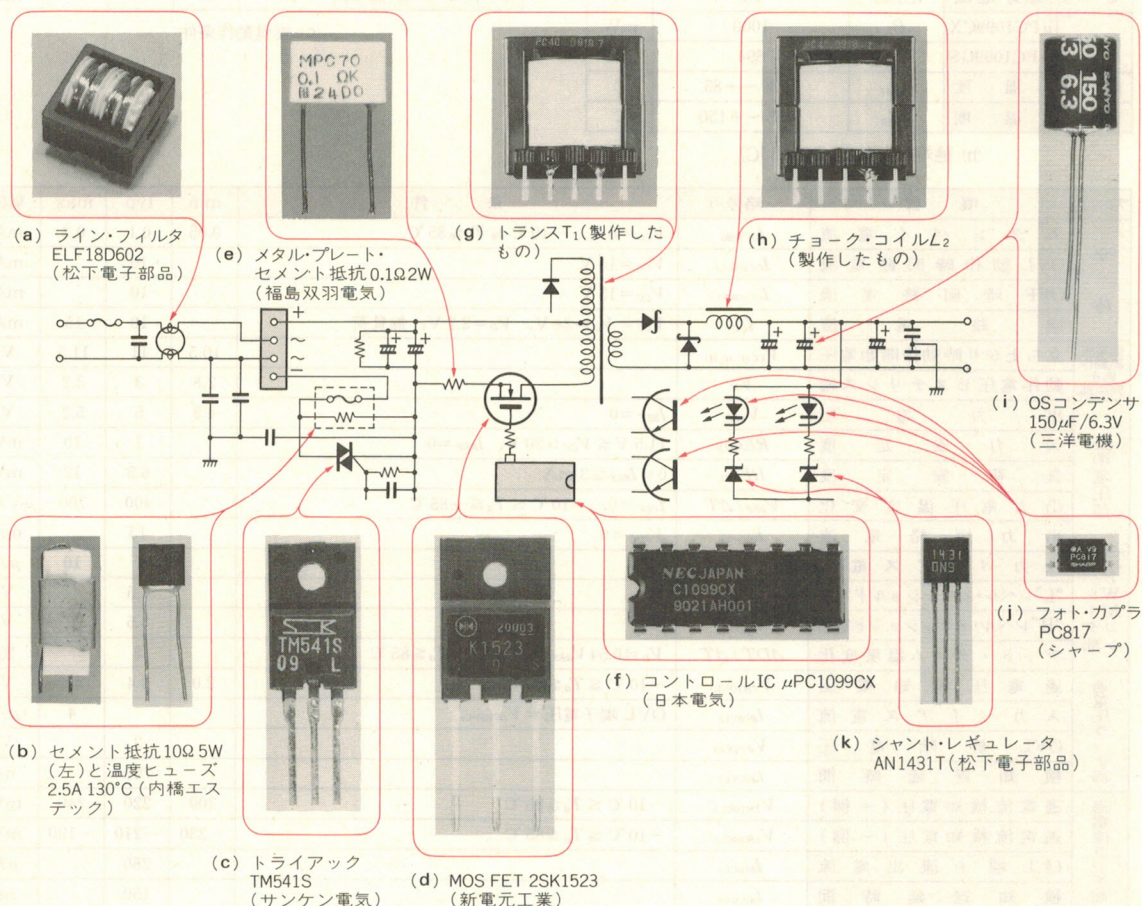
(b) セメント抵抗 10Ω 5W (左)と温度ヒューズ 2.5A 130°C (内橋エステック)

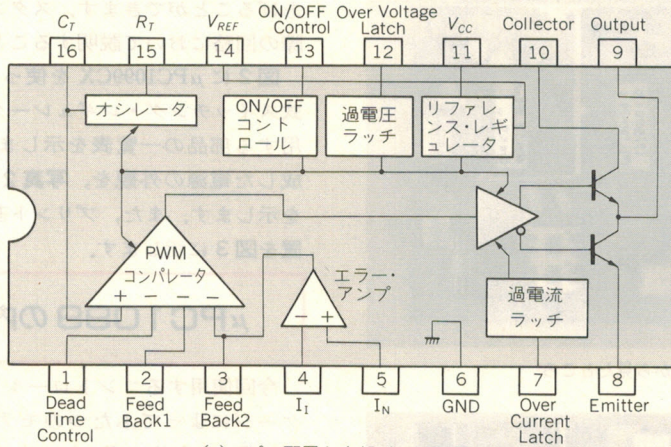
(c) トライアック TM541S (サンケン電気)

(d) MOS FET 2SK1523 (新電元工業)

(f) コントロール IC μPC1099CX (日本電気)

(k) シャント・レギュレータ AN1431T (松下電子部品)

(j) フォト・カプラ PC817 (シャープ)

〈写真 2〉 図 2 の回路の主要部品

〈図4〉[1] スイッチング電源用コントロールIC μPC1099の内部ブロック図と特性

(a) ピン配置と内部ブロック図

項目		略号	定数	単位
電源電圧		V_{CC}	26	V
出力電圧		V_C	26	V
出力電流		$I_{C(DC)}$	100	mA
ピーク出力電流		$I_{C(peak)}$	1.2	A
全損失	μPC1099CX	P_T	1000	mW
	μPC1099GS	P_T	694	mW
動作温度		T_{opt}	−20～+85	℃
保存温度		T_{stg}	−55～+150	℃

(b) 絶対最大定格(T_a=25℃)

項目	略号	min	typ	max	単位
電源電圧	V_{CC}	11.5	15	24	V
発振周波数	f_{osc}	50	200	500	kHz
出力部負荷容量	C_L	—	2200	3000	pF
タイミング抵抗	R_T	10	—	—	kΩ

(c) 推奨動作条件

ブロック	項目	略号	条件	min	typ	max	単位
全体	スタンバイ電流	$I_{CC(SB)}$	V_{CC}=8V, −10℃≦T_a≦85℃	0.05	0.1	0.2	mA
	OVL動作時回路電流	$I_{CC(OVL)}$	V_{CC}=15V		10		mA
	OFF時回路電流	$I_{CC(OFF)}$	V_{CC}=15V		10		mA
	回路電流	I_{CC}	$V_{CC}=V_C$=24V, V_D=2.7V, 無負荷		10	15	mA
低電圧誤動作防止回路部	立ち上がり時動作開始電圧	$V_{CC(L\ to\ H)}$		10.5	11	11.5	V
	動作電圧ヒステリシス幅	V_H		2.8	3	3.2	V
基準電圧部	出力電圧	V_{REF}	I_{REF}=0	4.8	5	5.2	V
	入力安定度	REG_{IN}	11.5V≦V_{CC}≦20V, I_{REF}=0		1	10	mV
	負荷安定度	REG_L	0≦I_{REF}≦3mA		6.5	12	mV
	出力電圧温度変化	$V_{REF}/\Delta T$	I_{REF}=0, −10℃≦T_a≦+85℃		400	700	μV/℃
	出力短絡電流	I_{Oshort}	V_{REF}=0		13		mA
PWMコンパレータ部	入力バイアス電流	I_B				10	μA
	"L"レベル・スレッショルド電圧	$V_{TH(L)}$			1.5		V
	"H"レベル・スレッショルド電圧	$V_{TH(H)}$			3.5		V
	デッド・タイム温度変化	$\Delta DT/\Delta T$	V_D=0.54V_{REF}, −10℃≦T_a≦85℃		3		%
過電圧ラッチ部	過電圧検知電圧	$V_{TH(OVL)}$	−10℃≦T_a≦85℃	2.0	2.4	2.8	V
	入力バイアス電流	$I_{B(OVL)}$	OVL端子電圧=$V_{IN(OVL)}$			4	μA
	OVL解除電圧	$V_{R(OVL)}$			2		V
	検知遅延時間	$t_{d(OVL)}$			750		ns
過電流ラッチ部	過電流検知電圧(+側)	$V_{TH(OCL)}^+$	−10℃≦T_a≦85℃	200	220	240	mV
	過電流検知電圧(−側)	$V_{TH(OCL)}^-$	−10℃≦T_a≦85℃	−230	−210	−190	mV
	OCL端子流出電流	$I_{B(OCL)}$			250		μA
	検知遅延時間	$t_{d(OCL)}$			150		ns

(d) 電気的特性(T_a=25℃, V_{CC}=15V, C_T=470pF, R_T≒10kΩ, f_{osc}=200kHz)

性などを示します．

● 出力段

出力段は2階建てのトランジスタ(トーテム・ポール構造)になっており，MOS FETの入力容量C_{iss}を急速に充放電できるようになっています．この充放電電流が大きいほどスイッチング・ロスも小さくなりますが，ICのパワー・ロスも比例して大きくなるため，外付け抵抗(図2の回路図ではR_7)によって制限します．

● パワー・グラウンドと信号グラウンド

トーテム・ポール下段のトランジスタのエミッタ(8番ピン)はグラウンドに接続されますが，ここには充放電のサージ電流が流れるため，信号系グラウンド(6番ピン)とはグラウンド・パターンを分けておきます．

● 保護回路

7番ピンは過電流ラッチ保護入力端子で，ここに約+220 mV，または−210 mVの電圧が印加されると，MOS FETはOFFになります．実際の回路では，過電流検出抵抗の両端の電圧が7番ピンに印加されるため，MOS FETがOFFになると，7番ピンの電圧もゼロに戻ってしまいますが，ラッチがかかりMOS FETはひとつの三角波が終わるまでOFFを保ちます．このラッチは三角波の周期ごとにリセットされるため，次の周期の過電流検出抵抗両端の電圧が下がればもとどおりになります．

いっぽう，12番ピンは過電圧ラッチ保護入力端子ですが，ここに約2.4 Vの電圧が一度印加されると，ICは9番ピンの出力を停止させて電源そのものをシャットダウンさせます．V_{CC}が下がりIC_1の動作電圧以下になっても，ラッチは解除されません．解除するためにはV_{CC}を2 V以下まで下げなければならず，そのため電源のパワー・スイッチを切ってしばらく待つ必要があります．

● 発振回路

発振周波数は14番ピンに付ける抵抗R_Tと16番ピンに付けるコンデンサC_Tによって決まります．R_TとC_Tの値と周波数の関係を図5(a)に示します．

● その他

V_{CC}，コンパレータについては次節の回路と動作で説明します．4番ピンと5番ピンのエラー・アンプは，誤差増幅のゲインを上げるときに用いますが，今回は使用していません．

起動時の動作電圧ヒステリシス幅の特性カーブを図5(b)に示します．

回路と動作

ここでは図2の回路の各部の動作を説明します．FCCの基本的な動作原理やトランスに使用するコアの性質については，この前の第8章を参照してください．

● 突入電流防止回路

R_1，Th_1(トライアック)，D_3，C_6，R_4，およびR_5，C_7が突入電流防止回路を構成しています．電源が投入されると，整流平滑コンデンサC_5への充電電流は最初R_1を流れます．R_1は10 Ωの抵抗値をもっているので，充電電流のピーク値はAC 115 Vのときでも

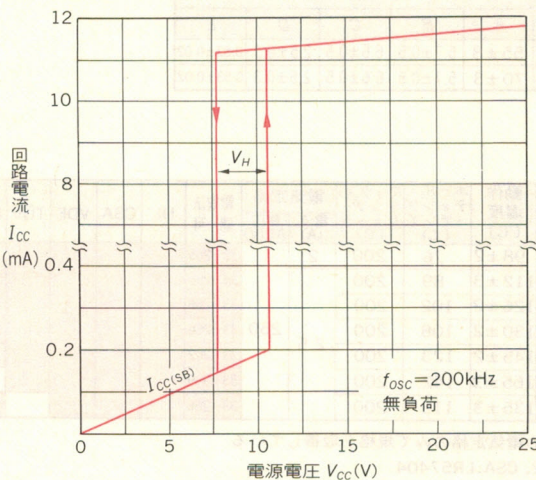
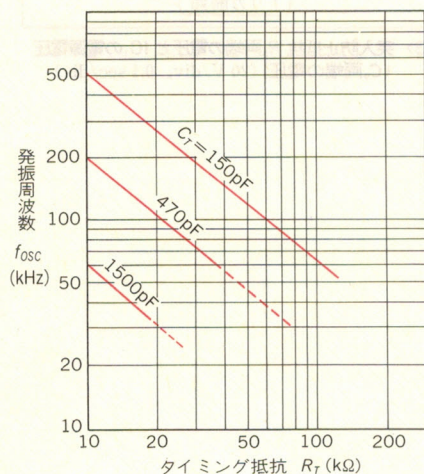
$$115\times\sqrt{2}\div 10\fallingdotseq 17\text{ A}$$

を超えることはありません．C_5の充電電圧が上がりFCCが起動すると，トランスの補助巻線P′に発生する電圧がダイオードD_3とコンデンサC_6によって整流平滑され，抵抗R_4をとおってTh_1のゲートをトリガします．このときのトリガはT_2が負でGも負というトリガ・モードIIIの動作となります．

充電電流はTh_1とR_1の両方に流れるようになりま

〈図5〉[1] μPC1099の発振周波数と動作電圧ヒステリシス幅

(a) C_TとR_Tの値と発振周波数

(b) 動作電圧ヒステリシス幅(V_{CC}-I_{CC}特性)

すが，Th_1のドロップ電圧(両端電圧)が約1.0Vなので，ほとんどはTh_1に流れR_1によるロスは無視できます．

Th_1とR_1に直列に挿入されているTFは温度ヒューズです．なんらかの理由でTh_1がトリガできない事故が発生すると，充電電流はR_1を流れ続け過熱し，その結果TFが断線して電源の2次的な事故を防止します．このように最初の事故が次の重大な事故を未然に防ぐ保護をフェイル・セーフ(Faile Safe)と呼んでいます．温度ヒューズTFは，R_1の熱を感知しやすいようにR_1とシリコーン・ゴム・バンドなどで密着しておきます．**写真1**(b)を参照してください．使用した温度ヒューズの仕様の概略を**図6**に示します．

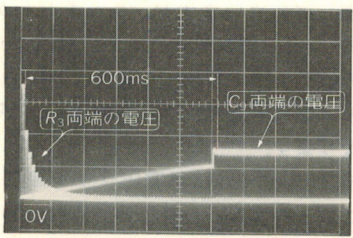
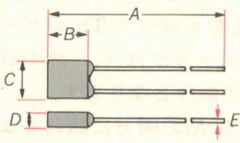
Th_1はトリガ・モードⅢでトリガされるため，モードⅠより少しトリガ電流が大きくなりますが，トリガ・ロスはあまり問題になりません．ただしOFF期間のトランスのエネルギをトリガ源としているのでR_4はなるべく大きな値を選びます．また電源をいったんOFFにしたのち再投入する場合，C_6の電圧がトリガ可能な電圧のまま残っていると，突入防止回路は働きません．このためC_6とR_4の時定数は10ms以下に抑えておきます．

この回路の電源投入直後のR_1両端の電圧波形とIC_1のV_{CC}電圧立ち上がり波形を**写真3**に示します．投入後約600msで起動しているのがわかります．また写真ではわかりにくいかもしれませんが，FCCが起動して負荷が増えているのにR_1両端の電圧がそれほど増えていないのは，トライアックがトリガされ始めたことを示しています．

● FCC回路の起動

図2の回路でR_2，D_2，C_9，Z_1およびR_6が起動回路を構成しています．ただしD_2，C_9，Z_1およびR_6は起動後のIC_1のV_{CC}を供給する働きもするので起動時に働くだけではありません．

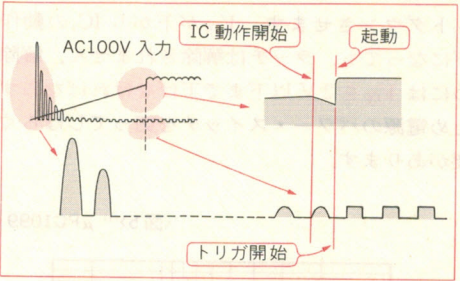
電源が投入され，C_5の電圧が上がると起動抵抗R_2によってC_9の電圧も上がります．C_9の電圧がある値に達しないとICは動作を開始しませんが，C_9の電圧がそのある値に達する前にもICには少しの電流が流れてしまいます．これがスタンバイ電流と呼ばれるもので，R_2に流れる電流がスタンバイ電流以上でなければC_9の電圧は上がりません．

μPC1099のスタンバイ電流はmax値で0.2mAですが，起動抵抗R_2に流れる電流はこの0.2mAにC_9を充電する電流を加えた値にする必要があります．C_9

〈図6〉(2) 温度ヒューズの外形図と特性の例

種類	寸法(mm)				
	A	B	C	D	E
レギュラ	55±3	5.7±0.5	6.6±0.5	2.5±0.3	0.53±0.02
ロング	70±3	5.7±0.5	6.6±0.5	2.5±0.3	0.53±0.02

型	公称動作温度(℃)	動作温度(℃)	ホールディング・テンプ(℃)	マックス・テンプ・リミット(℃)	電気定格		電取法認可	UL	CSA	VDE	TÜV	BEAB
					電流(A)	電圧AC(V)						
U21	102	98±2	76	200	2	250	33-265					
U22	115	112±3	89	200	2.5		33-265					
U23	130	126±2	102	200			33-266					
U24	133	130±2	108	200			33-266					
U25	150	145±2	123	200			33-202					
U26	169	165±3	142	200			33-339					
U28	139	135±3	113	200			33-266					

▭は表中の電気定格のみで規格を取得している

UL:E50082, CSA:LR57404

VDE:Ref. No.9230-4510-1005, TÜV:R50064, BEAB:CAL 0018

〈写真3〉 突入防止抵抗R_3両端の電圧とIC_1の電源電圧(C_9両端の電圧)(20V/div, 0.1sec/div)

の値をかりに10 μFとすると，これを0.5 secの間に11.5 Vまで充電するためには，

$$I \fallingdotseq \frac{11.5\times10\times10^{-6}}{0.5}$$

$$=0.23\times10^{-3}(\mathrm{A})$$

の電流が必要です．

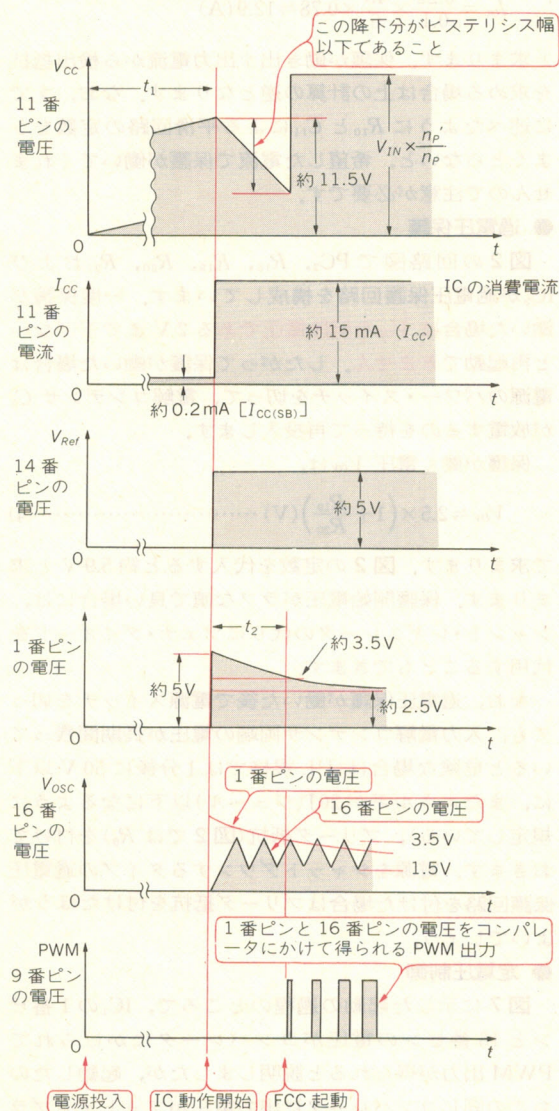
したがって，起動抵抗R_2には最低でも(0.2＋0.23) mAの電流が流れるようにR_2を選ばなければなりません．すなわちR_2の値は，

$$R_2 < \frac{V_{IN(\min)} - V_{CC(\mathrm{L\ to\ H})}}{0.43\times10^{-3}} \quad \cdots\cdots(1)$$

ここで，$V_{IN(\min)}$：C_5両端の電圧の最小値

$V_{IN(\mathrm{L\ to\ H})}$：ICの動作開始電圧で11.5 V

を満足するように選びます．

〈図7〉FCC起動時のIC_1各ピンの電圧と電流

AC入力電圧が80 Vくらいから動作開始するためにR_2としては(1)式の不等式，

$$R_2 < \frac{80\times\sqrt{2}-11.5}{0.43\times10^{-3}}$$

$$\fallingdotseq 236\times10^{3}(\Omega)$$

を満足する220 kΩを選べばよいことになります．R_2として小さい値を選ぶほど動作開始は早くなりますが，起動後の損失が大きくなるのでなるべく大きい値を選ぶようにします．ただし，逆に大きすぎると電源投入から動作開始までの間があきすぎることになるので注意が必要です．

IC_1が動作を開始すると，ICの消費電流は15 mA程度になりますが，この消費電流によってC_9両端の電圧が下がりIC_1のV_{CC}が下がります．しかし，いったん動作開始したIC_1はV_{CC}が2.8〜3.2 V下がるまで，すなわちC_9両端電圧が8.7〜8.3 Vになるまで動作を継続します．2.8〜3.2 Vの幅を動作電圧ヒステリシス幅V_Hと呼んでいます〔図5(b)参照〕．このヒステリシス幅の電圧分だけ下降する間にFCCがスタートして，補助巻線によってC_9が充電され始めるようになれば起動できることになります．

いっぽう，FCCがスタートするときは出力電圧がゼロですから，スイッチング・デバイスには最大ON幅の電流が流れます．スイッチングの周期Tに対するON幅の比率(デューティ比)Dが大き過ぎるとトランスが磁気飽和を起こすため，どんなにデューティ比が大きくなろうとしても，ある値以上にならないよう1周期の中に強制的にOFFとなる期間が定められています．この強制的にOFFになる期間をデッド・タイムと呼んでいます．

IC_1の1番ピンがデッド・タイムを決めるピンですが，1番ピンの電圧が1.5 V以下になるとデッド・タイムはゼロになり，3.5 V以上になると100 %になります．デッド・タイムを周期の50 %にしたいとき，すなわち最大ONデューティを50 %にしたいときは，1番ピンの電圧を1.5 Vと3.5 Vの中間である2.5 Vにします．

図2の回路では抵抗R_{11}とR_{12}がデッド・タイムを決めます．IC_1の14番ピンは5 Vの基準電圧出力ピンですから，14番ピンよりR_{11}とR_{12}によって分圧した電圧を1番ピンに供給しています．

デッド・タイムを決める抵抗R_{11}にパラレルに入っているコンデンサC_{12}はソフト・スタート用に付けられているものです．IC_1が動作開始した瞬間から14番ピンに5 Vが現れますが，C_{12}があるため，1番ピンの電圧は最初5 Vから徐々に下がり，3.5 Vに達するとデッド・タイムが100 %をわり，ようやく最初のゲート駆動パルスを発します．1番ピンの電圧はさらに下がり，最終的にR_{11}とR_{12}の比で決まる電圧まで下

がりますが，その間のONデューティはゼロから最大まで上昇します．

電源投入から起動までの説明を図7にまとめて示します．C_9両端の電圧V_{CC}が，$V_{CC(L\ to\ H)}$(11.5 V)に達するまでIC_1はなにも動作せず，スタンバイ電流$I_{CC(SB)}$(0.2 mA)のみが流れています．V_{CC}が11.5 Vに達すると14番ピンには5 Vが出力され，またIC_1内部の発振器が働き出し，IC_1の消費電流もいっぺんに増えてI_{CC}(15 mA)になりV_{CC}は下がり始めます．また，1番ピンの電圧は5 Vから下がり始め3.5 Vに達すると，ようやく9番ピンよりMOS FETを駆動する最初のパルスが発せられ，FCCがスタートします．

次にソフト・スタート用のコンデンサC_{12}の値を上で得たR_2とC_9の値をもとに求めます．C_{12}が大き過ぎると最初のパルスが発せられる前にV_{CC}がヒステリシス幅以上に下がってしまいFCCはスタートできません．逆に小さ過ぎるとソフト・スタートの効果がありません．そこでC_{12}は概算ですが次のように求めます．

(1) C_9(10 μF)両端の電圧V_{CC}がIC_1の消費電流I_{CC}(15 mA)によってヒステリシス幅V_H(2.8 V)降下する時間t_Hは，

$$t_H=\frac{V_H\cdot C_9}{I_{CC}}=\frac{2.8\times10\times10^{-6}}{15\times10^{-3}}\fallingdotseq1.8\times10^{-3}(\mathrm{sec})\quad\cdots(2)$$

と求まります．

(2) 1番ピンの電圧がt_Hの間に下がる電圧を1.5 V(5−3.5 V)以上にするためのC_{12}の値は，

$$C=\frac{-t_H(R_{11}+R_{12})}{R_{11}\cdot R_{12}\cdot\ln\left\{1-\left(\frac{R_{11}+R_{12}}{R_{11}}\right)\left(\frac{5-3.5}{5}\right)\right\}}\quad\cdots(3)$$

で求まるCより小さい値である必要があります．

すなわち，R_{11}，R_{12}にそれぞれ22 kΩ，t_Hに1.8 msを代入すると，

$$C=\frac{-1.8\times10^{-3}\times(22\times10^3+22\times10^3)}{22\times10^3\times22\times10^3\times\ln(1-2\times0.3)}$$
$$=0.179\times10^{-6}(\mathrm{F})$$

と求まります．C_{12}はこれより少し小さい0.15～0.1 μFのコンデンサが適当ということになります．

● 過電流保護回路

RCCの場合はON期間を制限すると，ドレイン電流(またはコレクタ電流)のピーク値を制限することができましたが，FCCではそれができません．それは1次巻線の電流と2次巻線の電流が同時に流れるからです．そこでドレイン電流を制限する回路が必要になります．

図2の回路図では，R_3，R_{10}，C_{11}が過電流保護回路を構成しています．R_3は電流検出抵抗で両端の電圧はサージ成分をもった矩形波になります．R_{10}とC_{11}はR_3両端の電圧を平滑する働きをしており，C_{11}両端の電圧すなわち7番ピンの電圧はリプルをもった三角波に近い波形になります．

R_3にはドレイン電流の他にゲートの充放電電流も流れているため，それらのサージ成分をR_{10}とC_{11}で滑らかにしているのですが，定数の取り方によっては同じR_3の値であっても保護開始電流が違ってきます．$R_{10}\times C_{11}$の時定数をゲート電流のパルス幅程度に選んだ後に，多少のカット&トライが必要になります．

ドレイン電流のピーク値は2次側出力電流に比例しているため，電流検出抵抗R_3の両端電圧をR_{10}とC_{11}によって平滑した電圧もほぼ比例します．したがって垂下型に近い過電流保護となります．7番ピンの保護開始電圧が代表値で0.22 V，また過電流検出抵抗が0.1 Ω，巻数比が45ターン対6ターン，効率を78 %とすると，2次側出力電流の最大値I_{OC}は，

$$I_{OC}=\frac{0.22}{0.1}\times\frac{45}{6}\times0.78\fallingdotseq12.9(\mathrm{A})$$

と求まります．保護が働き出す出力電流から検出抵抗を求める場合は上の計算の逆となります．なお，すでに述べたようにR_{10}とC_{11}による平滑回路の定数をうまくとらないと，希望した電流で保護が働いてくれませんので注意が必要です．

● 過電圧保護

図2の回路図でPC_2，R_{15}，R_{19}，R_{20}，R_{21}およびIC_3が過電圧保護回路を構成しています．一度保護が働いた場合はV_{CC}を解除電圧である2 Vまで下げないと再起動できません．したがって保護が働いた場合は電源のパワー・スイッチを切って，電解コンデンサC_5が放電するのを待って再投入します．

保護が働く電圧V_{OV}は，

$$V_{OV}\fallingdotseq2.5\times\left(1+\frac{R_{19}}{R_{20}}\right)(\mathrm{V})\cdots\cdots(4)$$

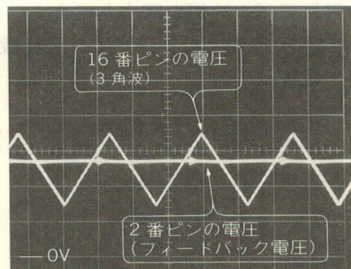
で求まります．図2の定数を代入すると約5.9 Vと求まります．保護開始電圧がラフな値で良い場合には，シャント・レギュレータの代りにツェナ・ダイオードを代用することもできます．

なお，過電圧保護が働いた後で電源スイッチを切っても，入力電解コンデンサ両端の電圧が長期間残っていると危険な場合は(UL規格では1分後に50 V以下に，またエネルギが20J(ジュール)以下になるように規定している)，ブリーダ抵抗(図2ではR_9)を付けておきます．電源をシャットダウンするタイプの過電圧保護回路を付けた場合はブリーダ抵抗を付けたほうがよいでしょう．

● 定電圧制御

図7に示した起動の過程のところで，IC_1の1番ピンと16番ピンの電圧がコンパレータにかけられてPWM出力が得られると説明しましたが，起動したのちこの同じコンパレータに出力電圧がフォト・カプラ

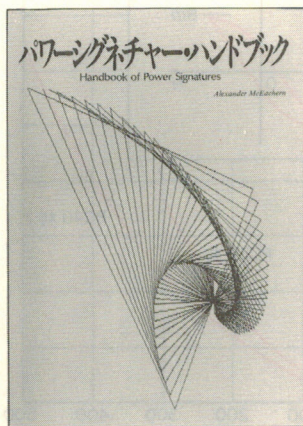
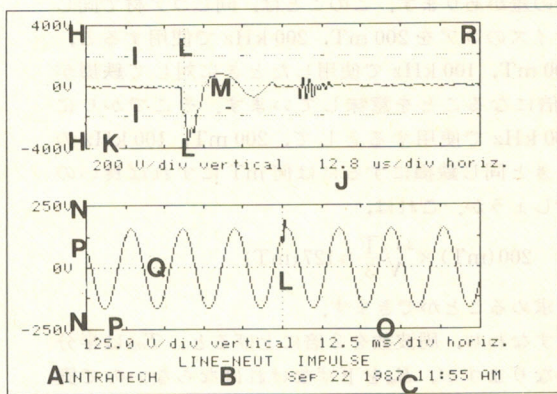
〈図8〉三角波とデッド・タイム制御，電圧とフィードバック電圧の比較およびPWM出力のようす

〈写真4〉
IC_1の2番ピンと16番ピンの電圧のようす
(1 V/div，2 μs/div)

PWMの出力パルスは3角波の電圧がフィード・バック電圧と交差した後，少し遅れて発せられている

ゲート電流のスパイクが少し見える

を介してフィードバックされて入力されます．起動後1番ピンの電圧がR_{11}とR_{12}によって分圧される定電圧（図2の定数では2.5 V）になると，PWM出力は三角波とフィードバック端子2番ピンの電圧とが比較されて得られます．2番ピンの電圧は，定電圧制御が効いているときは1番ピンの電圧より高くなります．図2の回路では2.5 V以上3.5 V以下の間で変動します．

定電圧制御されているときのPWM出力のようすを図8に示します．またIC_1の2番ピンと16番ピンの電圧波形を**写真4**に示します．

フィードバックは次のように働きます．出力電圧が上昇すると，シャント・レギュレータIC_2のリファレンス端子電圧が上がり，カソード端子電流が増え，フォト・カプラPC_1のLEDの光量が増えます．そのためPC_1のフォト・トランジスタのコレクタ電流が増して，抵抗R_{13}の電圧を押し上げ，2番ピンの電圧が上

昇してパルス幅を縮小させます．

いっぽう，スイッチング周波数固定型のFCCの出力電圧は，

$$V_O=\frac{n_S}{n_P}\cdot D\cdot V_{IN} \quad \cdots\cdots(5)$$

ここで，V_O：出力電圧

n_S：2次巻数

n_P：1次巻数

D：デューティ

V_{IN}：入力電圧(DC)

と表すことができます．パルス幅が縮小するとデューティが小さくなることにより，出力電圧は下がります．このように定電圧制御が働いています．

トランスとコイルの作り方

● トランスT_1の作り方

μPC1099は最高500 kHzまでスイッチングできる仕様になっていますが，周波数を上げると次のふたつの問題が出てきます．

(1) MOS FETのスイッチング・スピードを上げるためにゲートの充放電電流のピーク値を上げなければならず，かつ充放電の回数が増えるため，ICの負担が大きくなる．

(2) 周波数が高くなるのにともなって鉄損が増えるため，トランスの小型化にはコアの材質などを考慮して対処しなければならない．

これらふたつの理由により，500 kHzというスイッチングに挑戦するのはそれほど容易ではありません．そこで，今回のFCCでは200 kHzを目標として設計しました．

トランス・コアの鉄損が，磁束密度変化の幅ΔB_mの2.4乗に比例することについては，第8章で述べましたが，周波数の上昇によっても鉄損は増えます．例えば同じ材質で同じサイズのコアを，同じ磁束密度変化ΔB_mで使用して周波数を2倍上げると，コアによっても異なりますが，2倍から4倍近くに鉄損が増えます(コラム参照)．

周波数と鉄損

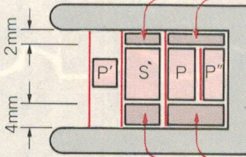
鉄損が磁束密度変化の幅の2.4乗にほぼ比例することは第8章のコラムで説明しましたが，鉄損は周波数の上昇によっても増加します．鉄損はコアのヒステリシス損と渦電流損の合計ですが，ヒステリシス損が周波数に比例して増えるのに対して，渦電流損は周波数の2乗に比例して増えます．

図AにTDKのコア材PC30とPC40の1 cm³当たりの鉄損と周波数の関係を示しました．カタログでは対数グラフが良く用いられていますが，直感的にとらえやすくするため通常の目盛を使っています．

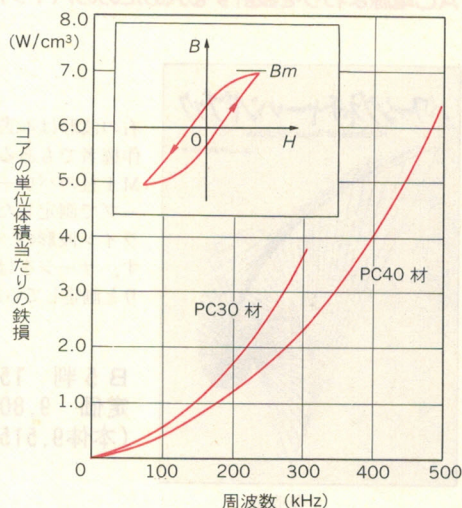
図Aのグラフは，B_mが200 mTの場合のものですが，100 kHzと200 kHzの鉄損を比較すると約3倍の差があります．このことは，同じコア材で同じサイズのコアを200 mT，200 kHzで使用すると，200 mT，100 kHzで使用したときに対して鉄損が3倍になることを意味しています．そこでかりに200 kHzで使用するとして，200 mT，100 kHzのときと同じ鉄損にするには何mTにすれば良いのでしょうか．これは，

$$200(\mathrm{mT})\times\sqrt[2.4]{\frac{1}{3}}\fallingdotseq 127(\mathrm{mT})$$

と求めることができます．

すなわち，周波数を2倍に上げると，T_{ON}は半分になりますが，B_mを下げなければならないので実質的に減らせる巻数は，

$$\frac{1}{2}\times\frac{200}{127}=0.8(倍)$$

となり，同じコア材を使ったのでは，高周波化してもそれほどトランスを小型化できないことがわかります．そこでスイッチング周波数の高周波化には，より鉄損の小さいコア材の開発が要求されるわけです．特に周波数の2乗に比例して増える渦電流損に対策を講じたコア材が必要といえます．

〈図A〉周波数と鉄損(B_m=200mT)

〈図9〉トランス T_1 の巻線仕様

コア形状	EER28(TDK)	
コア材質	PC40(旧 H_{7C4})	
ボビン	BEER28-1110CP	
ギャップ	50μmスペース・ギャップ または0.1mmセンタ・ギャップ	
巻線仕様	巻順 / ピン番号 / 巻数 / 線径 P″ / ⑤→④ / 45回 / 0.2mmφ P / ④→③ / 45回 / 0.2mmφ×7 S / ⑦→⑨ / 6回 / 銅板0.2mm×10mm P′ / ①→④ / 6回 / 0.2mmφ	
巻線構造	上側バリア・テープ 2mm P′ S P P″ 4mm 下側バリア・テープ	
層間テープ	P″とPの間	25μmポリエステル・テープ1回
	PとSの間	25μmポリエステル・テープ3回
	SとP′の間	25μmポリエステル・テープ3回
	外周	25μmポリエステル・テープ3回
インダクタンス	1次巻線：1.6mH リーケージ・インダクタンス：17μH(Sショート)	

FCCのトランス1次巻線の巻数 n_P を磁気飽和を起こさないことだけに注意して求めると，

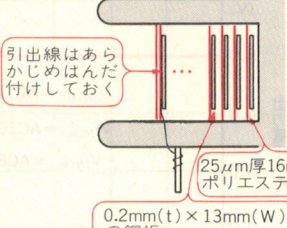
$$n_P=\frac{V_{IN}\cdot T_{ON}}{\varDelta B_m\cdot S}\cdots\cdots(6)$$

ここで，V_{IN}：入力電圧(V)

T_{ON}：FCCの最大ON期間(sec)

$\varDelta B_m$：磁束密度変化の幅(T)

S：コアの断面積(m^2)

と表すことができます．この式を見るとスイッチング周波数が上がって T_{ON} が小さくなると n_P も小さくて済むと考えがちですが，これだけでは十分といえません．磁束密度変化の幅 $\varDelta B_m$ とスイッチング周波数 f から，コアのカタログ・データを参照しながら鉄損を計算し，コアの温度上昇が設計値内に入るか否かの確認が必要です．

今回試作したトランスの仕様を図9に示します．コアはTDKのPC40(旧 H_{7C4})材を使用しました．鉄損，銅損は合わせて2W近くになります．

巻き方については第8章の絶縁トランスの作り方(p.117)を参考にしてください．

● チョーク・コイル L_2 の作り方

チョーク・コイルに流れる電流は直流に三角形のリプル電流が重畳した形となります．リプル電流の成分の大きさはインダクタンス L_2 によって決まります．

〈図10〉チョーク・コイル L_2 の巻線仕様

コア形状	EER28(TDK)	
コア材質	PC40(旧 H_{7C4}) [PC30(旧 H_{7C1})でもよい]	
ボビン	BEER28-1110CP	
ギャップ	0.5mmスペース・ギャップ または1.0mmセンタ・ギャップ	
巻線仕様	導体	銅板0.2mm(t)×13mm(W)
	引出線	0.35φ×2本 パラレル
	巻線	11.5回
	ピン	②→⑦
巻線構造	引出線はあらかじめはんだ付けしておく 25μm厚16mm幅のポリエステル・テープ 0.2mm(t)×13mm(W)の銅板	
インダクタンス	18.5μH	

$$I_{rip}=\frac{V_O}{L_2\cdot f}\left(1-\frac{n_P}{n_S}\cdot\frac{V_O}{V_{IN}}\right)(\mathrm{A})$$

I_{rip}：リプル電流成分(振幅)

インダクタンス L_2 が大きいほどリプル成分が小さくなります．

インダクタンスを大きくするには巻数を増やすか，ギャップを小さくすればよいのですが，いずれも飽和電流を下げるので注意が必要です．巻数を $\sqrt{2}$ 倍にしてギャップを2倍にすると，インダクタンスを変えずに飽和電流を2倍にできることは，RCCのトランス設計のところ(第6章p.91)でも説明しました．その理論は，FCCのチョーク・コイルにも応用できます．ただし出力電流が大きい場合には，それ相応の太さの線径が必要になり，ここでもコア・サイズ，巻数，ギャップ，線径の間でもっともコスト・パフォーマンスの良い設計が求められます．

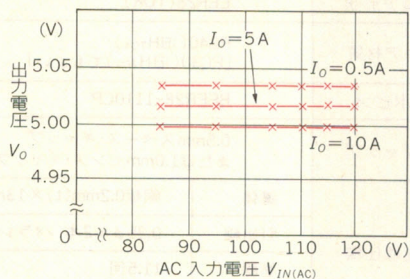
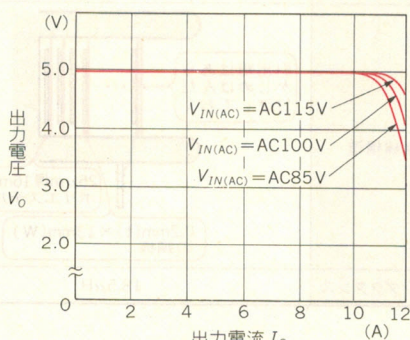
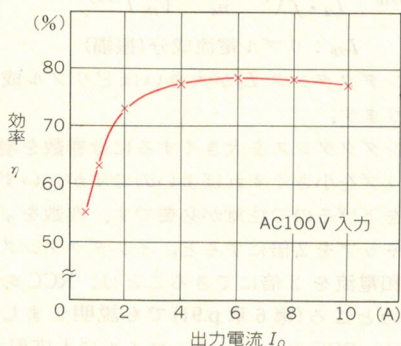
今回試作したチョーク・コイルの仕様を図10に示します．市販品を購入する場合は直流重畳特性が13Aまでフラットな18～21μHのものを選んでください．

巻き方については第8章のチョーク・コイルの作り方(p.120)を参考にしてください．

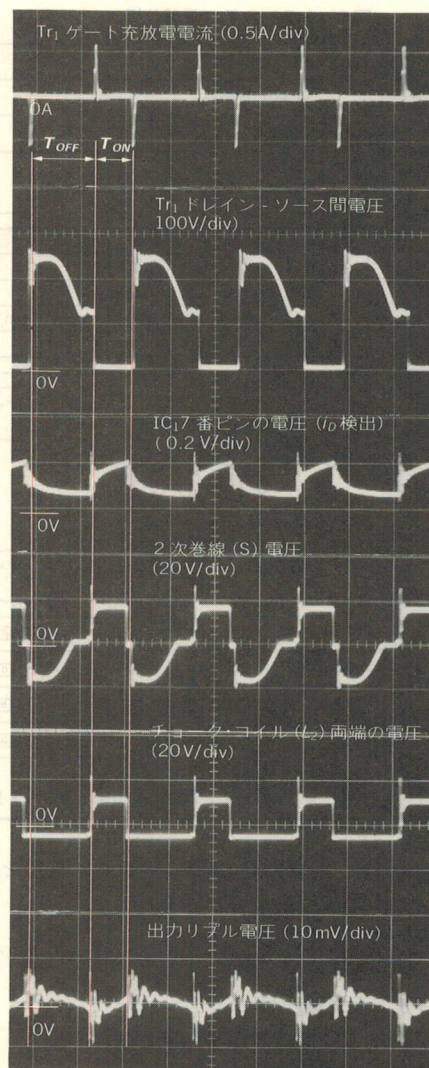
測定データ

入力変動，負荷変動，および出力電流に対する効率の変化を図11に示します．

図示しませんが，入力電圧AC85～115Vに対する

〈図 11〉 製作した5V・10A FCC方式スイッチング・レギュレータの特性

(a) 入力変動

(b) 負荷変動

(c) 効率

効率の変化は I_O=10Aでほぼ78%でフラットでした．リプル電圧はスパイク成分も含めて最大入力電圧，最大負荷電流でもっとも大きくなり22mVでした．負荷短絡時の入力電力は，AC100Vのとき23.5Wでした．発振周波数は217kHzでした．

回路各部の電圧電流波形を**写真5**に示します．

〈写真5〉 各部の電圧電流波形
(2μs/div，AC100V入力，I_o=10A)

◆参考・引用*文献◆

(1)*μPC1099，データ・シート，1990年6月，日本電気㈱．
(2)*温度ヒューズELCUTカタログ，1990年7月，内橋エステック㈱．
(3) μPC1099，アプリケーション・ノート，1990年6月，日本電気㈱．
(4) Sanken, 1990 Electronic Components，サンケン電気㈱

ディスクリート回路の実験で動作原理をマスタしよう

共振チョッパ型 SW レギュレータの設計と製作

L と *C* によって共振させ，電流がゼロ，または電圧がゼロのときに OFF させるスイッチすなわち，*L* と *C* とスイッチング・デバイスから構成される回路を共振スイッチと呼んでいます．ここではもっとも原理が簡単で部品点数の少ない半波電流共振スイッチを用いた 5V・2A のチョッパ型レギュレータを製作し，またそのメカニズムを解説します．

共振型 SW レギュレータとは

スイッチング・レギュレータはリニア・レギュレータに対して，小型軽量にできるというメリットをもっています．またスイッチング周波数が高くなればなるほど小型軽量化が進むため，スイッチング周波数は年々上がり，今では 200 kHz を超えるところにきています．スイッチング・レギュレータの専用コントロール IC も最高 500 kHz まで駆動できる能力をもつものが多数出まわるようになりました．

しかし，実際にはスイッチング周波数の上昇にともなうスイッチング・ロスとノイズの増大によって，200 kHz を超えてさらに周波数がどんどん上がるという状況ではなくなっているようにみえます．スイッチング周波数が 200 kHz を超え，さらに MHz の範囲に入って行くためには，スイッチング・ロスとノイズに対して，抑えるというよりはむしろ発生そのものをなくすような方法や手段の開発が必要になってきたといえます．

このようなスイッチング・ロスやノイズの発生そのものをなくすスイッチングの考え方は，少しずつですが実用化されてきています．

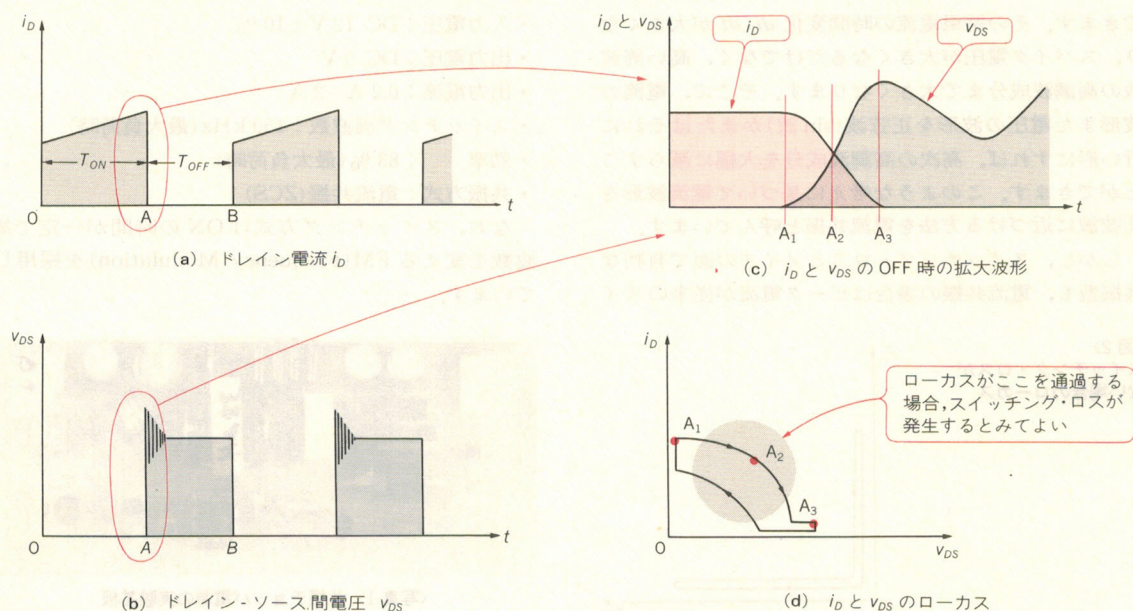
共振型（ここでいう共振型とは，正確には疑似共振

〈図1〉スイッチングの波形

(a) ドレイン電流 i_D

(b) ドレイン-ソース間電圧 v_{DS}

(c) i_D と v_{DS} の OFF 時の拡大波形

(d) i_D と v_{DS} のローカス

型を指す)とは，従来のスイッチングが電流のピークでスイッチOFFされるのに対して，電流がゼロのときにスイッチOFFするかあるいは電圧がゼロのときにスイッチOFFする機能を備えたコントロールの方法をいいます．

どういうことかというと，従来のスイッチング方法の場合，スイッチング・トランジスタのドレイン電流(またはコレクタ電流)とドレイン-ソース電圧(またはコレクタ-エミッタ電圧)は図1(a)，(b)で示した波形のように変化します．スイッチOFFの瞬間を拡大すると図(c)のようになります．

また，電圧と電流をおのおのX軸とY軸にとってローカス(軌跡)をとると図(d)のように表せます．スイッチング・ロスは図(c)のA_1～A_3の間に生じます．A_1～A_3を図(d)でみると，電圧も電流も高い値をもっているので，当然パワー・ロスがあります．

そこで，電圧がある値をもっている間は電流はかならずゼロ，または電流がある値をもっているときは電圧がかならずゼロとなるようにすれば，ローカスの形は図2のように表すことができ，スイッチング・ロスがなくなることがわかります．

すなわち，電流か電圧がゼロになったとき，またはゼロをキープしているときにスイッチOFFを行うのが共振型の基本です．そのため，共振型のことをZCS(Zero - Current Switching)とか，ZVS(Zero Voltage Switching)と呼んでいます．

共振型はスイッチング・ロスをなくすだけではなく，スイッチング・ノイズをなくすうえでも大きな効果を発揮します．上に述べたスイッチング・ロスは，図1(c)のA_1～A_3の時間を短くすることで，すなわちスイッチング・スピードを高めることで小さくすることができます．その結果電流の時間変化di/dtが大きくなり，スパイク電圧が大きくなるだけでなく，高い周波数の高調波成分まで大きくなります．そこで，電流の波形また電圧の波形を正弦波(sin波)かまたはそれに近い形にすれば，高次の高調波成分を大幅に減らすことができます．このような考えに基づいて電流波形を正弦波に近づける方法を電流共振と呼んでいます．

しかし，スイッチング・ロスとノイズの面で有利な共振型も，電流共振の場合はピーク電流が従来のスイッチング方法の場合にくらべて2倍以上に大きくなり，また電圧共振の場合はピーク電圧が従来のスイッチング方式の場合にくらべて2倍以上大きくなるという問題があります．この不利な点は例えば，100Wの出力を得るのに従来は10Aのトランジスタで済んだのに，共振型では20A必要になるという形で影響が現れます．そこで現在のところ，共振型は50～200Wの軽薄短小の分散型電源にむしろ適しているのではないかともいわれています．

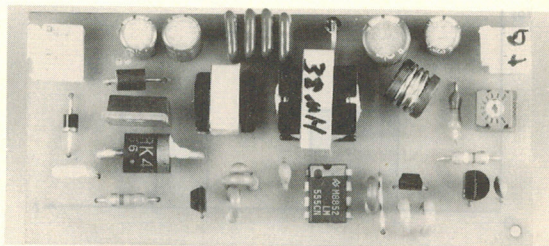
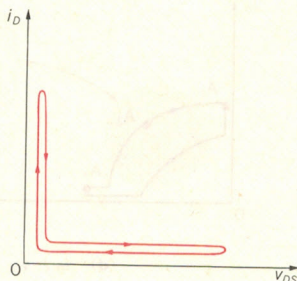
また，共振型のメリットはスイッチング周波数が200kHzを超える頃から出てきて，10MHzまで可能といわれていますが，トランスのコア材質の問題がからんでくるので，今のところ，MOSの出力容量によるターンONロスの大きい電流共振では1M～2MHz，電圧共振では5M～10MHzが限界といわれています．

回路の構成と動作

さて，共振型の一般的な説明はまた後ほど行うこととして，実際の回路はどうなるのか，波形はどうなるのかという点について，実験的なモデルの回路と性能，また波形の写真などを示して説明することにします．しかし共振型専用に作られているICがごく少なくまた入手しにくいこともあるので，とりあえず身近なデバイスをできるだけ使うようにして設計しました．そのため発振周波数もそれほど高くすることができませんでした．またレギュレーション精度も十分ではありません．あくまでも実験用モデルと考えてください．ここであつかう共振型チョッパの概略の仕様は次のとおりです．

- 入力電圧：DC 12V±10%
- 出力電圧：DC 5V
- 出力電流：0.2A～2A
- スイッチング周波数：150kHz(最大負荷時)
- 効率　　：83%(最大負荷時)
- 共振方式：電流共振(ZCS)

なお，スイッチング方式はONの時間が一定で周波数を変えるFM(Frequency Modulation)を採用しています．

〈図2〉
スイッチング・ロスがない場合のローカス

〈写真1〉 共振チョッパ電源の実験基板

〈図 3〉 共振チョッパの回路図

スイッチング回路
入力DCを断続させ次の共振回路に矩形波を送り込む

共振回路
スイッチ回路より送り込まれる矩形波を共振電流に変える

フィルタ回路
共振電流をリプルをもたないフラットな電流にする

VCO
出力電圧に応じたスイッチング周波数を作り出してスイッチング回路を駆動する

入力 DC12V ±10%
F.B
C_1 33μ 16V
C_2 47μ 16V
D_3 1S1588
C_3 0.01μ 50V
Tr_1 IRFZ24
Tr_2 2SA1048
R_1 820Ω
R_2 330Ω
R_3 4.7k
C_4 220p 50V
C_5 330p 50V
R_6 1k
R_5 1k
R_4 3.3k
Tr_3 2SC2710
C_7 47p
C_6 0.047μ 50V
IC_1 555
4 RST, 3 OUT, 2 TRIG, 1 GND, 5 CONT VOLT, 6 THRES, 7 DISCH ARGE, 8 V_{CC}
IC_2 TL431
共振コイル
D_1 RK43
L_r
C_r 共振コンデンサ
L_1 38μH
D_2 EK14
L_2 3.3μH
R_7 330Ω
VR 100Ω
R_8 390Ω
C_8 150μ 6.3V
C_9 33μ 6.3V
出力 DC5V 0.2A～2A

Tr_1：IRFZ24（IR）
D_1：RK43（サンケン電気）
D_2：EK14（サンケン電気）
C_1，C_2，C_8，C_9：OSコンデンサ（三洋電機）
L_r：共振コイル 1.4μH/6A（**図5** 参照）
C_r：共振コンデンサ 0.188μF/50V（0.047μF×4本パラレル）

〈写真 2〉
主要部品の外観

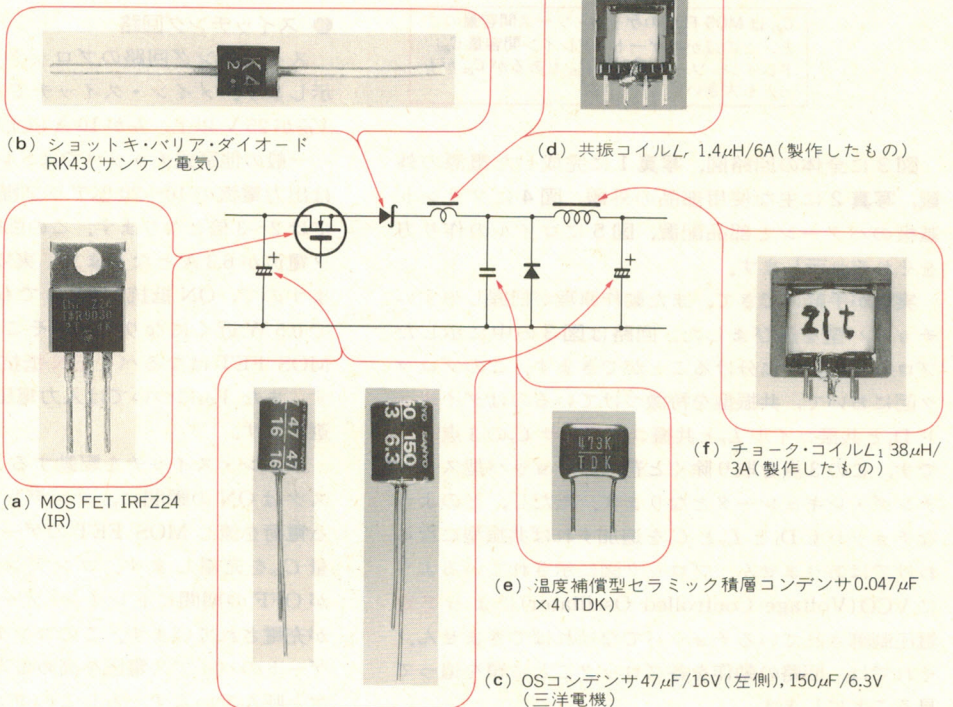
(b) ショットキ・バリア・ダイオード RK43（サンケン電気）

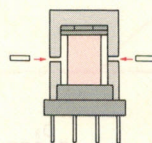
(d) 共振コイルL_r 1.4μH/6A（製作したもの）

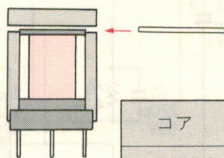
(a) MOS FET IRFZ24 (IR)

(f) チョーク・コイルL_1 38μH/3A（製作したもの）

(e) 温度補償型セラミック積層コンデンサ0.047μF×4（TDK）

(c) OSコンデンサ47μF/16V（左側），150μF/6.3V（三洋電機）

〈図4〉 図3の回路の基本レイアウト図〔パターン面，原寸(85×45)〕

〈図5〉 共振コイル L_r とチョーク・コイル L_1 の作り方

コア	EE10/11 (TDK)
ギャップ	スペーサ厚 0.1mm
巻数	3.5t (ピン③-ピン⑦)
線径	0.2mmφ× 15本パラレル
インダクタンス	1.4μH

(a) 共振コイル L_r

コア	EI16(TDK)
ギャップ	スペーサ厚 0.3mm
巻数	21t (ピン②-ピン⑤)
線径	0.2mmφ× 15本パラレル
インダクタンス	38μH

(b) チョーク・コイル L_1

〈図6〉 スイッチング回路の動作

C_{gs} はMOS FETのゲート-ソース間容量のこと．このほかにゲート-ドレイン間容量 C_{gd}，ドレイン-ソース間容量 C_{ds} もあるが C_{gs} がもっとも大きい

図3に全体の回路図，**写真1**に完成した電源の外観，**写真2**に主な使用部品の外観，**図4**にプリント基板のパターンと部品配置，**図5**にコイルの作り方をそれぞれ示します．

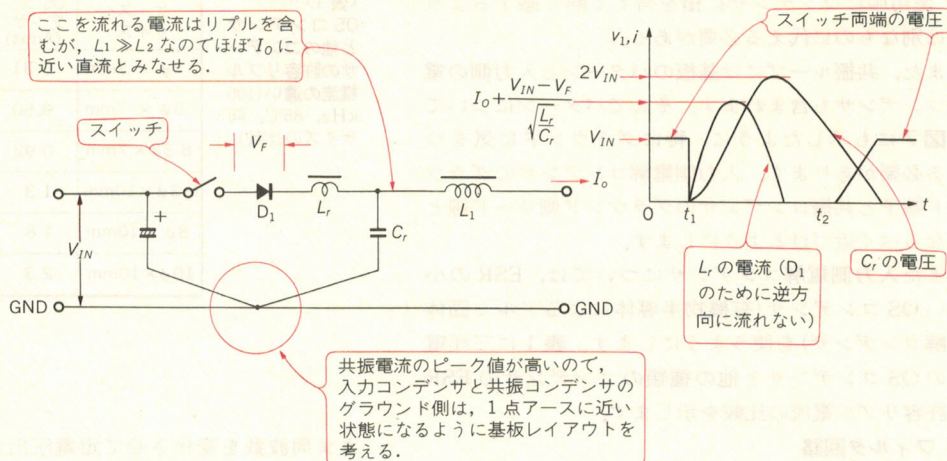
実験が手軽にできて，また動作原理が把握しやすいチョッパ型を選びました．回路は**図3**の中に示したブロックのように分けることができます．このブロック図において，共振型を特徴づけているのはダイオード D_1 と共振コイル L_r と共振コンデンサ C_r の3点だけです．この3点を取り除くと普通のチョッパ型スイッチング・レギュレータとなります．ただし，どのようなチョッパも D_1 と L_r と C_r を追加すれば共振型になるわけではありません．ブロック図に示されているようにVCO(Voltage Controlled Oscillator)によって定電圧制御されているチョッパでなければできません．それでは，回路の動作を各ブロックごとに順を追って見ることにします．

● スイッチング回路

スイッチング回路のブロックを**図6**にあらためて示します．メイン・スイッチであるMOS FETには V_{DS} が25V以上，I_D が10A以上のものを使います．

一般の他励式チョッパではドレイン電流のピーク値は出力電流の10～20%アップ程度ですが，電流共振では2～3倍となります．この回路ではドレイン・ピーク電流が6.3Aとなります．実効電流も2.2Aに達しますので，ON抵抗が0.1Ωでも，ON抵抗ロスだけで0.5W近くになります．そこで電流共振に用いるMOS FETはなるべくON抵抗の小さいものとします．また V_{DS} については入力電圧の2倍程度を目安に選びます．

メイン・スイッチを駆動するPNP小信号トランジスタはONの瞬間に，コンデンサ C_3 に充電されている電荷を流しMOS FETのゲート-ソース間の寄生容量 C_{gs} を充電します．コンデンサ C_3 にはMOS FETがOFFの期間にドレイン-ソース間にかかる電圧分が充電されています．このコンデンサ C_3 を利用して，ゲートのバイアス電圧を高める方法をブートストラップと呼んでいます．もしこのコンデンサ C_3 がないと，

〈図7〉
共振回路と波形

ONのときにはドレイン-ソース間電圧が，MOS FETの V_{th}（ゲートしきい値電圧，通常3～5 V）以上になってしまい，スイッチとして働くことになりません．

MOS FETのゲート-ソース間に入れた抵抗 R_1 は，ゲート-ソース間の寄生容量 C_{gs} に蓄積された電荷をOFF期間に放電させるものです．MOS FETの駆動回路として，トーテムポール（2階建トランジスタ）構造を採用すれば，OFF時に強制的に放電させることができますが，抵抗だけに頼った放電では駆動回路がOFFになってもしばらくMOS FETはONを続け，ゲート信号より長いON期間となります．

● **共振回路**

電流共振には，全波共振と半波共振があります．全波共振は正弦波1サイクル分の共振電流が流れるものを指し，半波共振は正の半サイクル分だけが流れるものを指しています．

ここでは半波共振を採用しており，そのため正の半波だけが流れるようにダイオード D_1 が挿入されています．このダイオード D_1 によるパワー・ロスはMOS FETのパワー・ロスに近いくらい大きくなるため，順方向ドロップ電圧の小さいショットキ・バリア・ダイオードを使います．このショットキ・バリア・ダイオードの耐圧は入力電圧の2倍程度を目安に選びます．また電流容量は入力電流の2～3倍程度のものを目安に選びます．

ダイオード D_1，共振コイル L_r および共振コンデンサ C_r に方形波を入力したとき，電流波形がどのようになるか共振ブロックを図7にあらためて描き出して考えてみることにします．まず，スイッチがONの期間に，この共振回路においては微分方程式，

$$V_{IN}-V_F=L_r\cdot\frac{di}{dt}+\frac{1}{C_r}\int idt \quad \cdots\cdots(1)$$

が成立しています．この解は，

$$i=\frac{V_{IN}-V_F}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}\cdot\sin\frac{t}{\sqrt{L_rC_r}} \quad \cdots\cdots(2)$$

で表されます．

上のふたつの式において，V_{IN} は入力電圧，V_F はダイオード D_1 の順方向電圧，L_r と C_r はそれぞれ共振コイルとコンデンサのインダクタンスと容量とします．

(2)式において，$\sqrt{L_r/C_r}$ は共振回路の特性インピーダンスであり，$1/(2\pi\sqrt{L_rC_r})$ は共振周波数です．これらの特性インピーダンスと共振周波数が共振スイッチングとうまくマッチするかどうかの重要な決め手となります．

特性インピーダンスが大きすぎると，(2)式からもわかるように十分な電流を得ることができません．また，共振周波数がスイッチング周波数より低くなったのではZCSが不可能になり，また逆に高過ぎても問題が生じます．このふたつの値を適切に求めることが重要なポイントとなります．この説明はAppendixで行います．

さて，(2)式で表される共振電流のピーク値は出力電流の2～3倍に達するため，共振ループに存在する等価直列抵抗成分（ESR：Equivalent Series Resistance）はすべてパワー・ロスの原因になります．そこで，共振コイルに使用するウレタン線の太さや共振コンデンサのESRには注意が必要となります．

共振コイルについては図5のコイルの作り方を参照してください．共振コンデンサについては次の点に気をつける必要があります．

(1) コンデンサの種類はESRの小さいフィルム・タイプか，セラミック・タイプにする．セラミック・タイプにする場合はなるべく温度補償品を使う．
(2) 1個で大容量のものを使うより，数個パラレルに接続して規定容量になるようにすると，ESRはさらに小さくなり好ましい．

(3) 使用中にコンデンサに指を当てて熱く感ずるようでは別なものに代える必要がある．

また，共振ループには基板のパターンと入力側の電解コンデンサも含まれます．そこでパターンについては図7にも示したように，特にグラウンドに気をつける必要があります．入力側電解コンデンサのグラウンド端子と共振コンデンサのグラウンド側リード線とはなるべく近づけるようにします．

また入力側電解コンデンサについては，ESRの小さいOSコンデンサ(有機物半導体によるアルミ固体電解コンデンサ)を使うようにします．**表1**に三洋電機のOSコンデンサと他の種類のコンデンサのESRと許容リプル電流の比較を示します．

〈表1〉[1] OSコンデンサと他のコンデンサの許容リプル電流の違い(100 kHz，85°C，同サイズの比較)

ケース・サイズ	OSコンデンサ (Arms)	アルミ電解コンデンサ (Arms)	タンタル電解コンデンサ (Arms)
4φ × 7mm	0.31	0.08	0.03
5φ × 7mm	0.50	0.12	0.05
6.3φ × 7mm	0.92	0.20	――
6.3φ × 10mm	1.3	0.25	0.12
8φ × 10mm	1.8	0.51	――
10φ × 10mm	2.3	0.63	0.19

● フィルタ回路

フィルタ回路を構成するチョーク・コイルL_1は，共振コイルL_rに対して十分大きなインダクタンスをもっています．このL_1のインダクタンスが大きいため共振ループにあまり影響を与えません．また，L_1の値が大きいほど負荷電流の臨界電流値が小さくなります．

しかし，L_1を大きくするにはそのぶんだけコアの大きさや巻数も増すため，最小負荷電流に合わせてなるべく合理的なインダクタンスにすることが電源全体を小さくまた軽くする上で求められます．**図3**の回路図ではチョーク・コイルL_1にEI16のコアを利用していますが，巻数と巻線径の関係から38 μHを選びました．臨界電流は約0.7 Aですが，実際に安定した発振が得られる最小電流は0.2 Aでした．なお，チョーク・コイルL_1の作り方は**図5**のコイルの作り方を参照してください．

フィルタ回路を構成する電解コンデンサC_8は高周波リプルを吸収するのに適した低インピーダンスのものが必要です．入力側の電解コンデンサと同様にOSコンデンサを使うことをすすめます．このコンデンサに流れるリプル電流は，スイッチング周波数が下がる低負荷のときのほうが大きくなり，臨界電流のときに最大となります．臨界電流は0.7 Aですが，コンデンサに流れるリプル電流の実効値は約0.5 Aとなります．コンデンサの許容リプル電流はこの値以上のものが必要です．また，C_8両端の電圧を検出しているため，この電圧のリプル成分が大きすぎると異常発振しますので，大きめの容量を選ぶようにします．

チョーク・コイルL_1およびコンデンサC_8に流れるリプル電流と臨界電流についてはAppendixでふたたび触れることにします．

● VCO回路

スイッチング回路によるON期間の幅は，後ほど説明しますが，共振の周期などによる制限があります．多少の変化は問題ありませんが，できれば固定されているのが望ましいのです．そこで，ONの幅が一定のまま周波数を変化させて定電圧出力を得るFM方式が利用されます．

一般のチョッパ型の出力電圧は，

$$V_O=\frac{T_{ON}}{T}\cdot V_{IN} \cdots\cdots(3)$$

ここで，

T：スイッチング周期

と表されるので，T_{ON}が一定であれば，TをV_{IN}に比例させることによって定電圧制御が可能です．すなわち発振周波数fは，

$$f=\frac{1}{T}=\frac{V_O}{T_{ON}}\cdot\frac{1}{V_{IN}} \cdots\cdots(4)$$

と表せます．いっぽう共振チョッパ(半波電流共振)の場合は発振周波数は少し複雑になりますが，出力電流が臨界電流以上の場合ほぼ，

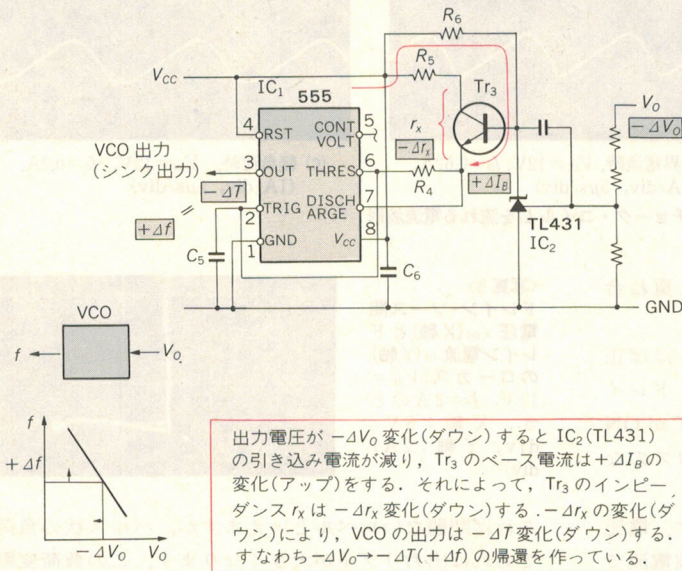
$$f=\frac{V_O I_O}{\eta V_{IN}\{2(V_{IN}-V_O)C_r+\pi I_O\sqrt{L_r C_r}\}} \cdots\cdots(5)$$

と表すことができます〔(5)式は一般的なものでなくある条件下のものです．Appendixを参照してください〕．周波数は入力電圧によっても，また出力電流によっても変化します．このfの変化のようすを計算値と実測値でそれぞれ示したグラフを後ほど測定の項に掲載します．

さて定電圧制御するために，出力電圧が設定電圧からずれると，その差ΔVはIC_2のエラー・アンプによって増幅されてVCOに入力され，VCOからスイッチ回路へΔVに相当する周波数分だけ補正されたスイッチング信号が送り出されます．ΔVに対して補正される周波数をΔfとすると，$\Delta f/\Delta V$が大きいほど定電圧精度がよくなります．

図3の回路に使用したVCOはタイマIC 555を応用したものですが，共振電源に使うVCO用として身近にある部品のひとつでもあります．ただし，555だけで満足な定電圧精度が得られるとはいい切れません．もう少し周辺回路の改良が必要だと思われます．

VCOのブロックを改めて**図8**に示します．図にお

〈写真3〉 共振型チョッパの動作波形

いてトランジスタTr_3は出力電圧が下がると低インピーダンスになります．555の出力パルス幅は，Tr_3のコレクタ-エミッタ間インピーダンスをr_xとすると，

$$T_L = 0.693 R_4 \cdot C_3 \quad \cdots\cdots(6)$$

$$T = 0.693(2R_4 + R_5 + r_x)C_3 \quad \cdots\cdots(7)$$

T_L：555の3番ピンの出力がシンクになる期間

T：発振の周期

と表すことができます．

T_Lをスイッチング回路のT_{ON}より短い値に選びます．それはTr_2のストレージ・タイムやMOS FETのC_{gs}によってT_{ON}がゲート信号より長引くからです．MOS FETを別のタイプに変更する場合には，T_Lの値も多少調整が必要になる場合もあります．

図3の回路定数によれば，T_Lは次のように求まります．

$$T_L = 0.693 \times 3.3 \times 10^3 \times 330 \times 10^{-12}$$
$$= 0.75 \times 10^{-6} (\mathrm{sec}) \quad \cdots\cdots(8)$$

これに対して実際のT_{ON}は約2.6 μsとなります．

いっぽう周期Tはr_xが下がると小さくなります．r_xは上述のように出力電圧が下がると低インピーダンスになるので，Tは出力電圧が下がると小さくなります．すなわち，負荷電流が増えて出力電圧が少しでも下がると周期が短くなり，スイッチング周波数が高くなります．

実験結果

● 動作波形

上に述べた各ブロックの動作を確認するため，写真によって波形を見ることにしましょう．これらを**写真3**ⓐ～ⓕに示します．

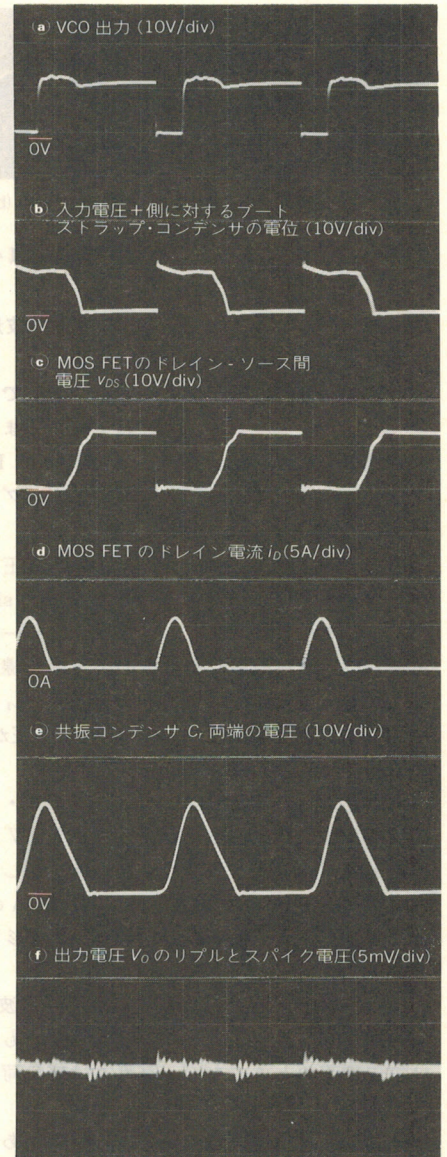
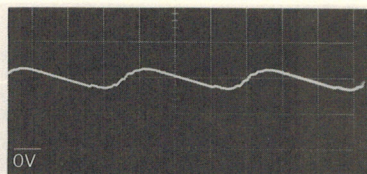
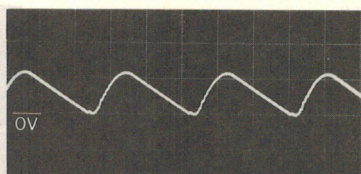
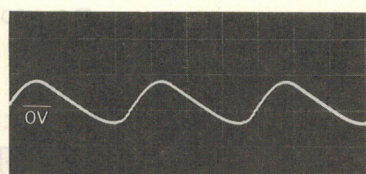



写真3ⓐはVCOの出力波形です．シンク出力ですからゼロ・レベルの期間がT_Lに相当します．

写真ⓑはブートストラップ・コンデンサの働きを示すためのものですが，ONの期間はブートストラップ・コンデンサC_1の電位が入力電圧より高くなっているのが見られます．この高い電圧によって，MOS FETのゲート-ソース間のしきい値があってもドレイン-ソース間を完全にONさせることができます．

写真ⓒはMOS FETのドレイン-ソース間電圧v_{DS}です．VCOのT_Lに対して，長いT_{ON}が得られています．OFF後に電圧が緩やかに立ち上がるのは，**写真**

(a) 通常負荷時．V_{IN}=12V，I_O=2A．(1A/div，2μs/div)

(b) 臨界電流時．V_{IN}=12V，I_O=0.62A．(1A/div，5μs/div)

(c) 軽負荷時．V_{IN}=12V，I_O=0.2A．(1A/div，5μs/div)

〈写真4〉チョーク・コイルL_1を流れる電流波形

3ⓔの共振コンデンサC_r両端の電圧の波形と重ね合わせて見るとよくわかると思います．

写真ⓓはMOS FETのドレイン電流です．ほぼ正弦波の半サイクルに近い形といえます．また，ドレイン電流がOFFしてもしばらくの間MOS FETがONを続けているのでOFF時のスイッチング・ロスのないZCSであるといえます．

写真ⓔは共振コンデンサC_r両端の電圧です．電圧がピークまで立ち上がる部分は写真ⓓのsin波電流で充電されるためcos波形となります．ピークから下がる部分は定電流放電したときのように直線的な下がり方を示します．これは，フィルタ回路のL_1を流れる電流がほぼ定電流I_Oに近く，C_r両端の電圧が$V=2V_{IN}-I_O \cdot t$と1次関数に従うからです．

写真ⓕは出力電圧のリプルとスパイク・ノイズの電圧波形です．Peak to Peak値でも5mV以下と，共振チョッパの低ノイズ特性をはっきり示しています．

写真3は入力電圧12V，出力電流2Aの条件のもとで，時間軸を2μs/divに合わせて撮影したものです．

次にチョーク・コイルL_1を流れる電流波形を**写真4**(a)〜(c)に示します．写真(a)は通常負荷のもの，写真(b)は臨界電流のときのもの，写真(c)は軽負荷のときのものです．

写真(c)では電流が負の値となる時間がありますが，この期間は一般チョッパのONでもOFFでもない期間に相当します．共振コンデンサC_rが出力コンデンサC_8によって逆に充電されている期間です．出力電流が写真(c)で示した電流以下になると間欠発振を起こし，不安定となります．

写真5にドレイン-ソース間電圧v_{DS}とドレイン電流i_Dのローカスを示します．このローカスは**写真3**のⓒとⓓのv_{DS}とi_DをそれぞれX軸とY軸として軌跡をとったものです．この写真からもMOS FETが能動領域をまったく通過していないことがわかります．

〈写真5〉ドレイン-ソース間電圧v_{DS}(X軸)とドレイン電流i_D(Y軸)のローカス(V_{IN}=12V，I_O=2Aのとき，X軸：5V/div，Y軸：2A/div)

● 測定結果

負荷変動，発振周波数，出力リプル電圧，効率のデータをそれぞれ図9(a)〜(d)に示します．

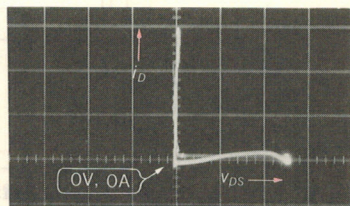



図9(a)の負荷変動については，0.2〜2.0Aのレンジで約120mVの変動があります．定電流に近い負荷であれば問題ないレベルといえますが，パルス状の負荷であれば出力リプルが大きくなります．この負荷変動を改善するにはVCOのゲイン(Hz/V)を上げる必要があります．

図9(b)の発振周波数については，計算値と実測値の両方を示しました．

図9(c)の出力リプルおよびスパイク電圧については，スパイク成分が出力電流の変化に対してそれほど大きく変わらないのがわかります．出力電流が下がると，スイッチング周波数が下がるため，スパイクよりリプルのほうが大きくなります．

図9(d)の効率については，12V入力，5V 2A出力で83%でした．

表2に部品の温度上昇のデータを示します．温度上昇の大きさは，MOS FET，ダイオードD_1，ダイオードD_2，コンデンサC_rの順でした．MOS FETの温度上昇からみて，ヒート・シンクは不要と判新しました．

● あとがき

今回製作実験した共振チョッパは，電流共振の原理や動作を確認する上で手頃な実験用モデルと考えています．そこで実用化モデルとするためには，VCOを改善して入力変動や負荷変動の改善を行い，また過電流保護回路を追加するほうがよいと思います．ただし，用途が限定されている場合，例えば過電流に対してはヒューズ保護で良いとか，入力電圧が安定しているような場合は十分実用に耐える設計となっています．

◉参考・引用＊文献

(1)＊ OS-CON Technical Book，佐賀三洋工業㈱．

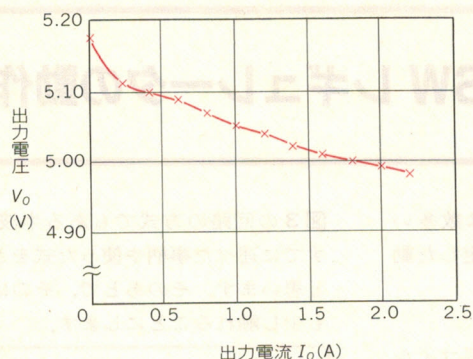
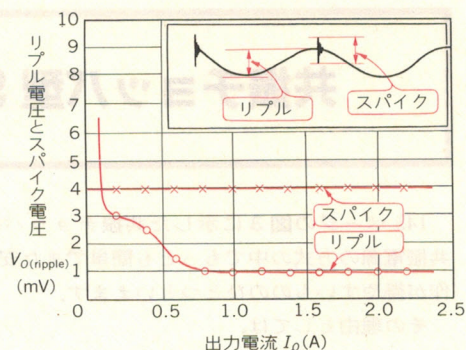
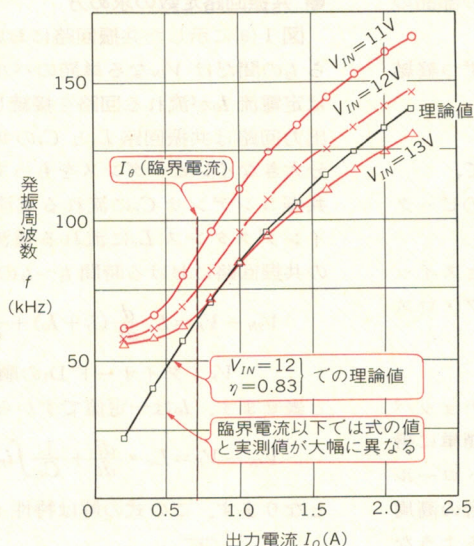
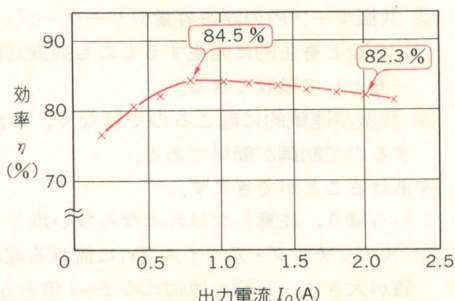
(2) Fred C. Lee, Quasi-Resonant Switching Techniques for DC-DC Converters, IEEE, PSEC Conference, 1987.

〈図 9〉
5V・2A 共振チョッパ型電源の性能と特性評価

(a) 負荷変動

リプル電圧とスパイク電圧 $V_{O(ripple)}$ (mV)

リプル　スパイク

出力電流 I_O(A)

(c) 出力電圧のリプル電圧とスパイク電圧

(b) 発振周波数

(d) 効率

〈表 2〉 温度上昇(室温 22℃)

部　品	温度上昇 ΔT_C
Tr_1 (IRFZ24)	38.4℃
D_1 (RK43)	36.4℃
D_2 (EK14)	35.9℃
C_r (0.047μF×4 本パラ)	21.9℃

Appendix

共振チョッパ型SWレギュレータの動作解析

145ページの**図3**に示した共振チョッパは数多い共振電源の方式の中でもっとも簡単でまた安定した動作が得やすいもののひとつといえます．

その理由としては，

① 一般他励式チョッパにダイオードD_1と共振コイルL_rと共振コンデンサC_rを追加するだけで良い．

② 共振ループ内の浮遊容量やリーケージ・インダクタンスなど寄生的に発生するものも共振回路の部品の一部として吸収できる．

③ 共振が連続的に起こるのではなく，半波ずつ終結するので制御が簡単である．

をあげることができます．

いっぽう，注意しなければならない点として，

④ スイッチング・デバイスTr_1に流れる電流のピーク値が大きい．一般の他励式の2～3倍ある．

⑤ 設計値をはずれる過電流が流れると共振とスイッチングのマッチングがはずれ，スイッチング・ロスが急激に増える．

をあげる必要があります．

上の④と⑤について注意しておけば，共振チョッパの優れた低スイッチング・ロスと低ノイズが簡単に得られます．また将来共振チョッパ専用のコントロールICが容易に入手できるようになれば，MHz台の高周波化によって，電源の形状そのものが一変するような小型化が可能になると思われます．

さてこの動作解析編においては，まず145ページの**図3**の回路の方式でもある半波電流共振について，すでに述べた事柄や使った式をさらに解析してみたいと思います．そのあとで，そのほかの共振型についても少し触れることにします．

半波電流共振チョッパ

● 共振回路定数の求め方

図1(a)に示した共振回路において，入力に時間t_1からt_2の間だけV_{IN}なる単発のパルスを入力し，出力には定電流I_Oが流れる回路を接続しておきます．ただし，出力回路は共振回路L_rとC_rの共振周波数に対して十分大きなインピーダンスをもっているものとします．共振コンデンサC_rに流れる電流をi_rとすると，共振インダクタンスL_rに流れる電流はi_r+I_Oとなり，この共振回路における時間t_1～t_2の微分方程式は，

$$V_{IN}-V_F=L_r\frac{d}{dt}(i_r+I_O)+\frac{1}{C_r}\int i_r dt \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(1)$$

V_F：ダイオードD_1の順方向電圧

と表せます．I_Oは一定値ですから，

$$V_{IN}-V_F=L_r\cdot\frac{di}{dt}+\frac{1}{C_r}\int i_r dt \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(2)$$

となります．この式の解は特性インピーダンスを，

$$Z_r=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(3)$$

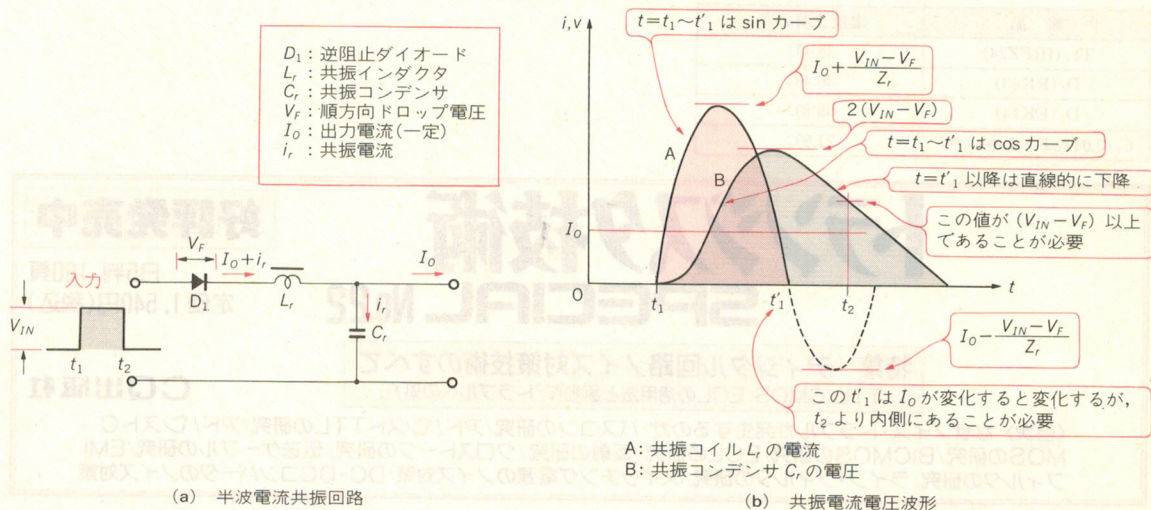
とし，共振周波数を，

〈図1〉半波電流共振回路と共振電流電圧波形

D_1：逆阻止ダイオード
L_r：共振インダクタ
C_r：共振コンデンサ
V_F：順方向ドロップ電圧
I_O：出力電流(一定)
i_r：共振電流

入力 V_{IN} t_1 t_2 V_F I_O+i_r D_1 L_r I_O i_r C_r

(a) 半波電流共振回路

(b) 共振電流電圧波形

$$f_r=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}} \quad \cdots\cdots(4)$$

とすると，

$$i_r=\frac{V_{IN}-V_F}{Z_r}\cdot\sin 2\pi f_r(t-t_1) \quad \cdots\cdots(5)$$

と表すことができます．L_rを流れる電流 i_{Lr}は，

$$i_{Lr}=I_O+\frac{V_{IN}-V_F}{Z}\cdot\sin 2\pi f_r(t-t_1) \quad \cdots\cdots(6)$$

と表せます．また C_r両端の電圧は，途中の式を略しますが，

$$v_{Cr}=(V_{IN}-V_F)\{1-\cos 2\pi f_r(t-t_1)\} \quad \cdots\cdots(7)$$

$(t_1<t<t_1'$のとき)

$$v_{Cr}=(V_{IN}-V_F)\{1-\cos 2\pi f_r(t_1'-t_1)\}-\frac{I_O}{C_r}t$$

$(t_1'<t$ のとき) ……(8)

t_1'：i_{Lr}がゼロにもどる時刻

と表すことができます．

図1(b)に示したグラフは上の i_{Lr}と v_{Cr}を表しています．

ZCS，すなわち i_{Lr}がゼロのときにスイッチ OFF するためには次の条件が必要です．

(1) i_{Lr}がゼロから立ち上がってふたたびゼロにもどるためには式(6)において，

$$I_O<\frac{V_{IN}-V_F}{Z_r} \quad \cdots\cdots(9)$$

が成立していなければなりません．すなわち特性インピーダンス Z_rは，

$$Z_r=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}<\frac{V_{IN}-V_F}{I_O} \quad \cdots\cdots(10)$$

という条件を満足しなければなりません．

(2) i_{Lr}が $t=t_1$で立ち上がり，$t=t_2$以前にゼロに戻るためには，

$t_1'<t_2$ または $(t_1'-t_1)<(t_2-t_1)$ ……(11)

が成立していなければなりませんが，$t_1'-t_1$が最小値(1/2) T_rから最大値(3/4) T_rまでとれるためには，t_2-t_1としても(3/4) T_rは確保しておく必要があります($T_r=1/f_r$)．

そこで，

$$\frac{3}{4}T_r\leqq t_2-t_1 \quad \cdots\cdots(12)$$

という条件が付けられます．

(3) $t=t_1'$～t_2の間に L_rにふたたび電流が流れないためには $t=t_2$における共振コンデンサ C_rの電圧が $V_{IN}-V_F$以上であることが必要です．

すなわち，

$$t_2-t_1'<\frac{C_r}{I_O}(V_{IN}-V_F) \quad \cdots\cdots(13)$$

が成立していなければなりません．

上に示した式(10)は特性インピーダンスの値を制限するものであり，また(12)式は t_2-t_1すなわち MOS FET の ON 期間の幅の最小値を，(13)式は最大値をそれぞれ制限するものといえます．また(10)式と(12)式からは L_rの最大値，(10)式と(13)式からは C_rの最小値も得られます．

しかし上で求められる制限は，それぞれぎりぎりの条件であって，実際に適用する値はそれなりのマージンをみる必要があります．例えば(10)式と(12)式から，L_rの値は，

$$L_r<\frac{2(V_{IN}-V_F)(t_2-t_1)}{3\pi I_O} \quad \cdots\cdots(14)$$

と求まります．

図3(p.145)の回路のそれぞれの値，$t_2-t_1=2.6\ \mu$s，$V_{IN}-V_F=10.3$ V(最小値)，$I_O=2.5$ A(ピーク値)を代入すると，2.2 μH と算出されますが，実際にはマージンをみないとうまく動作しません．図3の回路に用いているのは1.4 μH です．

次に，図3(p.145)の回路の定数から(3)式の特性インピーダンスや(4)式の共振周波数を計算すると，

$$Z_r=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}=\sqrt{\frac{1.4}{0.188}}=2.7(\Omega) \quad \cdots\cdots(15)$$

$$f_r=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}}=310(\text{kHz}) \quad \cdots\cdots(16)$$

すなわち，

$$T_r=3.2(\mu\text{s}) \quad \cdots\cdots(17)$$

と求まります．

これらの値から，L_rのピーク電流(MOS FET のピーク電流でもある)を(6)式の最大値として求めると，

$$I_{DP}=2+\frac{12-0.5}{2.7}=6.3(\text{A}) \quad \cdots\cdots(18)$$

また，t_2-t_1(MOS FET の ON 期間の幅でもある)の条件は(12)式より，

$$t_2-t_1>\frac{3}{4}\cdot\frac{1}{310\times10^3}=2.4\times10^{-6}(\text{sec}) \quad \cdots\cdots(19)$$

と求まります．ピーク電流は $V_{IN}=12$ V で計算しましたが入力電圧が高くなればそれだけ増えます．また MOS FET の ON 期間の幅については図3(p.145)の回路において 2.6 μs と設定しています．

● スイッチング周波数

(7)式で出てきた t_1'は i_Lが立ち上がってからふたたびゼロに戻る時刻ですが，t_1'は出力電流によって変化します．変化できる幅は共振周期の 1/4 以下ですが，出力電流が小さければ $t_1'-t_1$は(1/2) T_rに近づき，出力電流が大きければ(3/4) T_rに近づきます．この $t_1'-t_1$は，

$$t_1'-t_1=\frac{1}{2}\cdot T_r\left\{1+\frac{1}{\pi}\sin^{-1}\left(\frac{I_O\cdot Z_r}{V_{IN}-V_F}\right)\right\} \quad \cdots\cdots(20)$$

と表されますので実際の値を求めてみます．

$I_O=2$ A の場合，上で求めた T_rや Z_rを代入して，

$$t_1' - t_1 = \frac{1}{2} \times 3.2 \times \left\{1 + \frac{1}{3.14} \sin^{-1}\left(\frac{2 \times 2.7}{12 - 0.5}\right)\right\}$$

$$= 1.85\,(\mu\text{s}) \quad \cdots\cdots (21)$$

$I_O = 0.2$ A の場合も同様にして，

$$t_1' - t_1 = 1.62\,(\mu\text{s}) \quad \cdots\cdots (22)$$

とそれぞれ得られます．

いっぽう，$t_1' - t_1$の最大可能な値は$(3/4)\,T_r$，すなわち 2.4 μs であり，また最小可能な値は$(1/2)\,T_r$，すなわち 1.6 μs であるので，上で求めたふたつの $t_1' - t_1$はいずれも最小値寄りであるといえます．

スイッチング周波数を求める場合には上の $t_1' - t_1$の値が必要になります．L_rを流れる平均電流は入力電流I_{IN}ですが，I_{IN}は，

$$I_{IN} = f_S \cdot \int_{t_1}^{t_1'} i_L dt \quad \cdots\cdots (23)$$

f_S：スイッチング周波数(共振周波数ではない)

と表されます．いっぽう共振チョッパの効率を η とすると，

$$V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot \eta = V_O \cdot I_O \quad \cdots\cdots (24)$$

から f_Sは，

$$f_S = \frac{V_O \cdot I_O}{\eta \cdot V_{IN} \int_{t_1}^{t_1'} i_L dt} \quad \cdots\cdots (25)$$

と表わすことができます．$t_1' - t_1$として，(20)式を使えば f_Sを求めることができます．

スイッチング周波数が概略どのように変化するかを見る場合は，$t_1' - t_1$をより簡単な形にして(25)式に代入してもかまいません．

$t_1' - t_1$が先ほどの計算で最小値寄り〔$(1/2)\,T_r$に近い〕であることもわかっていますので，i_{Lr} を $t = t_1 \sim t_1 + (1/2)\,T_r$の区間で積分すると，

$$i_{Lr} = \int_{t_1}^{t_1 + \frac{1}{2}Tr} \left\{I_O + \frac{V_{IN} - V_F}{Z} \sin 2\pi f_r (t - t_1)\right\} dt$$

$$= \frac{1}{2} I_O \cdot T_r + 2\,(V_{IN} - V_F)\,C_r$$

$$= I_O \cdot \pi\sqrt{L_r C_r} + 2\,(V_{IN} - V_F)\,C_r \quad \cdots\cdots (26)$$

と求まります．したがって，スイッチング周波数 f_Sは，

$$f_S = \frac{V_O \cdot I_O}{\eta \cdot V_{IN}\{2\,(V_{IN} - V_F)\,C_r + \pi \cdot I_O \sqrt{L_r C_r}\}} \quad \cdots\cdots (27)$$

と表すことができます．

この式で f_Sの変化のようすを大まかにつかむことができますが，多少の誤差を含んでいます．

● 臨界電流

前項のスイッチング周波数の式からも，出力電流が下がるとスイッチング周波数も下がることがわかります．また，周波数が下がって周期がのびると，フィルタ回路の L_1に流れる電流のリプル成分が大きくなり，図1(a)の共振回路で，L_1を流れる電流 I_Oをほぼ一定としていた前提がくずれ出します．その傾向は臨界電流を境にして著しくなり，スイッチング周波数は(27)式によって得られる値から大幅に異なるようになります．

臨界電流は L_1に電流が流れない期間が生ずるぎりぎりの電流のことをいいますが，L_1を流れるピーク電流が出力電流の2倍になるときの出力電流とほぼ一致すると見ることもできます．

L_1両端の電圧は共振コンデンサ C_r両端の電圧から出力電圧を差し引いた $v_C - V_O$と表されます．この波形を図2に示します．L_1に流れるリプル電流 i_{L1}は，

$$L_1 \cdot \frac{d}{dt} i_{L1} = v_C - V_O \quad \cdots\cdots (28)$$

より，

$$i_{L1} = \frac{1}{L_1} \int (v_C - V_O)\,dt \quad \cdots\cdots (29)$$

で求められます．図2の波形において，$v_C - V_O$がゼロと交わる時刻を t_3，t_4とすれば，i_{L1}のピーク値は，

$$i_{L1(P)} = \frac{1}{L_1} \int_{t_3}^{t_4} (v_C - V_O)\,dt \quad \cdots\cdots (30)$$

と求まります．

v_Cは(15)式と(16)式によって示されている値ですので上の式を求める手順は複雑ですが，近似的に，

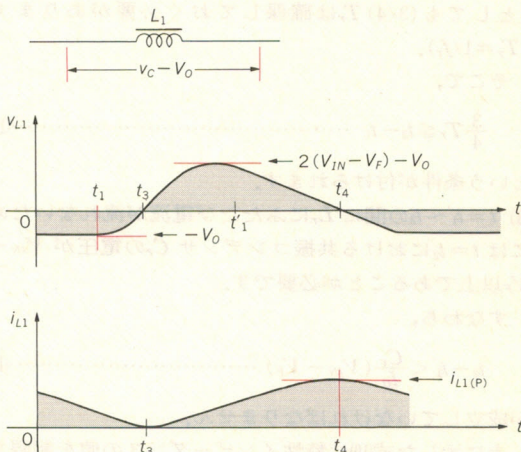
$$i_{L1(P)} = \frac{1}{2L_1} \left\{2\,(V_{IN} - V_F) - V_O\right\}^2 \left\{\frac{T_r}{4\,(V_{IN} - V_F)} + \frac{C_r}{I_O}\right\} \quad \cdots\cdots (31)$$

と求まります．

この式に図3の回路における定数を代入すると，

$$i_{L1(P)} = 0.3 + \frac{0.8}{I_O}\,(\text{A}) \quad \cdots\cdots (32)$$

と求まります．出力電流が下がるとリプル電流は増えます．臨界電流を I_θとおくと，$i_{L1(P)} \fallingdotseq 2I_\theta$が成立しますから，

〈図2〉チョーク・コイル L_1両端の電圧 v_{L1}と電流 i_{L1}の波形

$$0.3+\frac{0.8}{I_\theta}=2\cdot I_\theta \cdots\cdots(33)$$

を解いて,

$$I_\theta \fallingdotseq 0.7\,(\mathrm{A}) \cdots\cdots(34)$$

と求まります.

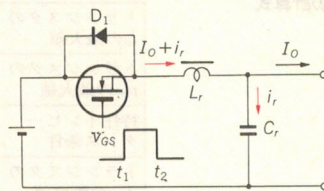
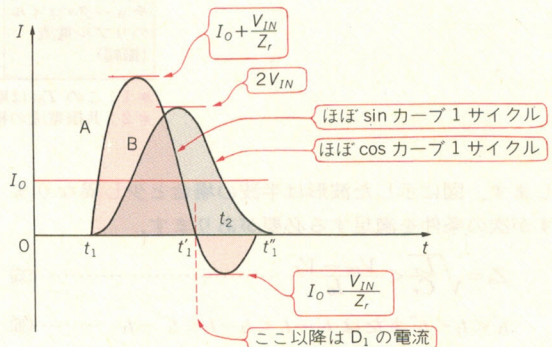
そのほかの共振チョッパ

上に述べた半波電流共振に対して，全波電流共振があり，また電流共振に対しては電圧共振がありますが，ここで全波電流共振について簡単に触れておきます.

● **全波電流共振**

共振回路は図3(a)に示したように逆阻止ダイオードが取り除かれ，代わりにMOS FETにパラレルに取り付けられています．MOS FETにはソースからドレインの方向に寄生ダイオードが入っているので，図のダイオードD_1は省略することも可能ですが，順方向ドロップ電圧や逆回復時間の性能を高めるためショットキ・バリア・ダイオードが使われています.

全波電流共振の場合は，半波電流共振と違って，1サイクルの共振電流を流すため，後半の半サイクルの一部でスイッチング回路に逆方向の電流が流れます．L_rに流れる電流とC_r両端の電圧波形を図3(b)に示

〈図3〉全波電流共振回路と共振電流電圧波形

(a) 全波電流共振回路

A: 共振コイルL_rの電流(負側にも流れる)
B: 共振コンデンサC_rの電圧

(b) 共振電流電圧波形

〈表 2〉 共振チョッパ回路の計算式

	半波電流共振チョッパ	全波電流共振チョッパ
トランジスタのi_Dの最大値	$I_O+\frac{V_{IN}-V_F}{Z_r}$	$I_O+\frac{V_{IN}}{Z_r}$
トランジスタのv_{DS}の最大値	V_{IN}	V_{IN}
特性インピーダンス条件	$Z_r<\frac{V_{IN}-V_F}{I_O}$	$Z_r<\frac{V_{IN}}{I_O}$
トランジスタのT_{ON}の概略値	$T_{ON}=\frac{3}{4}T_r+\alpha$　　α：小さな値	$T_{ON}\fallingdotseq\frac{3}{4}T_r$ (＊1)
スイッチング周波数	$f_S\fallingdotseq\frac{V_O\cdot I_O}{\eta V_{IN}\{2(V_{IN}-V_F)C_r+\pi I_O\sqrt{L_rC_r}\}}$ (＊2)	$f_S\fallingdotseq\frac{V_O}{\eta V_{IN}}\cdot\frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}}$
チョーク・コイルのリプル電流(振幅)	$i_{L1(P)}\fallingdotseq\frac{1}{2L_1}\{2(V_{IN}-V_O)-V_O\}^2\times\left\{\frac{T_r}{4(V_{IN}-V_F)}+\frac{C_r}{I_O}\right\}$	$i_{L1(P)}=\frac{T_r}{L_1}\left[(V_{IN}-V_O)+\frac{V_{IN}}{\pi}\sin\left\{\cos^{-1}\left(\frac{V_O}{V_{IN}}-1\right)\right\}\right]$

＊1：この T_{ON}は順方向に対してON状態である期間として扱っている
＊2：共振電流の積分を，時間の幅を共振周期の半分に固定して，近似値計算した

します．図に示した波形は半波の場合と少し異なりますが次の条件を満足する必要があります．

$$Z_n=\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}<\frac{V_{IN}-V_F}{I_O} \quad \cdots\cdots(35)$$

$$t_1'<t_2<t_1'' \text{ または } t_1'-t_1<t_2-t_1<t_1''-t_1 \quad \cdots\cdots(36)$$

t_1''：後半の半サイクルの逆方向の電流がゼロに戻る時刻

$t_1'-t_1$の取り得る範囲は(1/2) T_rから(3/4) T_rまで，また $t_1''-t_1$の取り得る範囲は(3/4) T_rから T_rまでであり，したがって，t_2-t_1はほぼ(3/4) T_r付近にあればよいことになります．

また，スイッチング周波数については，半波の場合と同様にまずI_{IN}を求めますが，$t_1''-t_1$がほぼ共振の周期 T_rに近いため，

$$I_{IN}\fallingdotseq f_S\cdot\int^{Tr}i_L dt$$
$$=f_S\cdot I_O\cdot T_r$$
$$=\frac{f_S}{f_r}I_O \quad \cdots\cdots(37)$$

と求まります．

いっぽう，f_Sとf_rの関係については，$V_{IN}\cdot I_{IN}\cdot\eta=V_O\cdot I_O$が成立することを利用して，

$$f_S\fallingdotseq\frac{V_O}{\eta\cdot V_{IN}}f_r \quad \cdots\cdots(38)$$

と求まります．すなわち，スイッチング周波数は出力電流の変化に関係なく一定ということになります．この点は半波電流共振のスイッチング周波数と大きく異なる点といえます〔(27)式参照〕．

また，フィルタ回路のチョーク・コイル L_1に流れるピーク電流 $i_{L1(P)}$は，

$$i_{L1(P)}\fallingdotseq\frac{T_r}{L_1}\left[(V_{IN}-V_O)+\frac{V_{IN}}{\pi}\sin\left\{\cos^{-1}\left(\frac{V_O}{V_{IN}}-1\right)\right\}\right] \quad \cdots\cdots(39)$$

と求められ，出力電流に関係なく一定となります．

したがって臨界電流 I_θは，

$$I_\theta\fallingdotseq\frac{T_r}{2L_1}\left[(V_{IN}-V_O)+\frac{V_{IN}}{\pi}\sin\left\{\cos^{-1}\left(\frac{V_O}{V_{IN}}-1\right)\right\}\right] \quad \cdots\cdots(40)$$

と表すことができます．

全波電流共振は，

(1) スイッチング周波数が負荷電流によって変化しない．また，チョーク・コイルのリプル電流の波高値はほぼ一定である．
(2) 逆阻止ダイオードによるロスがない．

という長所があります．

電流共振チョッパの半波形と全波形について，今までに出てきた式を表 2 にまとめます．

◆参考文献◆

(1) Fred C. Lee, Quasi-Resonant Switching Techniques for DC-DC Converters, IEEE PSEC Conference 1987.
(2) Steve Freeland and R.D. Middlebrook, A unified analysis of converters with resonant switches IEEE PSEC Conference 1987.

電源の未来のかたちを予測する

専用ICを使用した共振型SW レギュレータの設計と製作

コスト・パフォーマンスからみると共振型はほかの電源に比べてまだ不利ですが，コア材や半導体スイッチング・デバイスの進歩改良にともない，将来楽しみな電源のひとつになることはまちがいありません．ここでは，ACラインから5V・10Aを取り出す電流共振型電源を専用コントロールICを応用して製作します．共振の基本的な原理は前章を参照してもらい，ICの機能と動作を中心に解説します．

第10章の共振チョッパでは原理を中心に紹介しましたので，この章では実用面を重視して，共振型電源用のコントロールICとその応用例を紹介することにします．

共振型電源コントロールICはまだ数少ないのですが，ここではカナダのジェナム社(Gennum)のGP605をとりあげます．ほかには専用コントロールICとして，ユニトロード社やモトローラ社などからも発売されています．

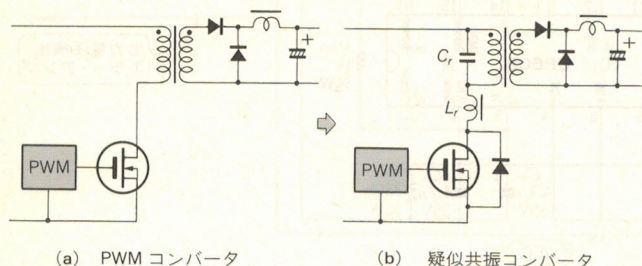
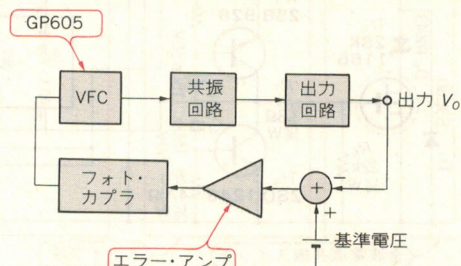
共振型と分類されると何か特別なアイデアで構成されたかのように思われるかもしれませんが，第10章の共振チョッパでも解説したように，共振回路(共振コイルと共振コンデンサ)を取り除いてもパルス幅制御の電源として機能します．すなわち，図1(a)のPWM型の電源に共振コイルL_rと共振コンデンサC_rを付加して，図1(b)のようにすることによって共振電源の基本構成ができます．このようにPWMによる電源回路から派生した共振電源をQuasi-resonent(クエイサイ・レゾナント)と呼んでいます．もともと矩形波を扱う回路で共振を起こさせるため，電圧と電流が完全なsin波，cos波にならないことからQuasi(疑似)と呼んでいるのかもしれませんが，一般にいわれる共振電源はほとんどQuasi-resonentを指していると考えてさしつかえありません．

● 共振型電源用コントロールIC GP605の概要

GP605を用いる共振電源のブロック図を図2に示します．PWMスイッチング電源と異なるのは，VFCと共振回路の存在です．VFCはVoltage to Frequency Converterの略ですが，GP605はこのVFCに相当すると考えて良いでしょう．GP605は電流共振のコントロールICですから，エラー・アンプの出力電圧が高いと周波数が高くなるように働きます．

今，出力電流が増えて出力電圧が少し下がると，基準電圧との差が大きくなり，その差がエラー・アンプで増幅され，フォト・カプラを介してVFCに入力されます．VFCは一定のT_{ON}をもったパルスを繰り返し送出して共振回路をスイッチングしますが，繰り返し周波数(スイッチング周波数)はVFCに入力された電圧が高いほど高くなり，より多くの共振エネルギを出力回路に送り込みます．出力回路は送り込まれた共振エネルギを直流に変えて出力し，出力電圧を一定に保とうとします．このループが共振電源の制御ループ

〈図1〉PWMコンバータに共振回路をつけて疑似共振型電源にする

(a) PWMコンバータ　(b) 疑似共振コンバータ

〈図2〉絶縁型共振電源の制御ループのブロック図

〈図3〉GP605のピン配置と内部ブロック構成

〈図4〉GP605を使用した5V・10A全波電流共振電源の回路

起動回路
共振回路
メイン・トランス
2次側チョーク・コイル
F_1 AC125V2A
L_1 ELF18D602
DB D2SB40
AC 85~115V
C_1 0.1μ AC250V
C_2 2200p AC250V
C_3 2200p AC250V
C_4 AC250V 2200p
C_5 680μ 200V
NTC 8D13
突入電流防止用パワー・サーミスタ
R_1 33k 1W
R_3 3.3k 5W
R_2 33k 1W
Z_1 12V 500mW
Tr_1 2SC2551
D_1 1S1588
C_r 2200p 1kV 共振コンデンサ
L_r 共振コイル
過電流検出
T_2
R_4 10k ¼W
D_5 D1NL20
R_5 150Ω ¼W
補助電源
IC_2 78N12
D_4 1S1588
C_6 33μ 25V
D_2 D1NL20
D_3 D1NL20
C_7 0.22μ 50V
L_2 SPO406-331K6 (330μH)
T_1
C_{16} 1000p 1kV
D_8 FMB34M
L_3
+5V10A
C_{17} 1000p 1kV
C_{18} 6800μ 10V
GND
C_{19} 0.1μ 50V
2次電流ダイオード
R_{14} 3.3k ⅛W
PC PC817
R_{18} 220Ω ⅛W
R_{19} 2.2k ⅛W
C_{20} 0.033μ 50V
VR 500Ω
IC_3 AN1431T
R_{20} 2.4k ⅛W
出力電圧検出エラー・アンプ
R_{12} 470Ω ⅛W
Tr_3 2SB926
Tr_4 2SD1246
R_7 3.3Ω ¼W
C_{11} 150p 50V
C_{10} 150p 50V
R_{11} 470Ω ⅛W
Tr_2 2SK1166
D_6 RK43
D_7 S3L60
R_6 22k ¼W
C_{12} 100p 50V
R_{13} 10k ⅛W
C_{13} 100p 50V
C_{14} 4.7μ 35V
R_{15} 1k ⅛W
R_{16} 1k ⅛W
R_{17} 220Ω ⅛W
C_{15} 50V 0.022μ
IC_1 GP605
R_{10} 1k ⅛W
R_9 330k ⅛W
C_9 4.7μ 35V
C_8 4.7μ 35V
R_8 330k ⅛W
全波電流共振スイッチ
ドライブ段
VFC

〈表 1〉図 4 の回路に使用する部品

部品番号	品名・材質など	型名・定数・メーカなど
DB	整流ブリッジ	D2SB40(新電元工業)
D_1, D_4	小信号ダイオード	1S1588
D_2, D_3, D_5	FRD	D1NL20(新電元工業)
D_6	SBD	RK43(サンケン電気)
D_7	FRD	S3L60(新電元工業)
D_8	SBD(センタタップ)	FMB34M(サンケン電気)
Z_1	ツェナ・ダイオード	12V・500mW
NTC	パワー・サーミスタ	8D-13(石塚電子)
Tr_1	NPN トランジスタ	2SC2551(東芝)
Tr_2	MOS FET	2SK1166(日立製作所)
Tr_3*	PNP トランジスタ	2SB926(三洋電機)
Tr_4*	NPN トランジスタ	2SD1246(三洋電機)
IC_1	コントロール IC	GP605(ジェナム)
IC_2	3 端子レギュレータ	AN78N12(松下電子工業)
IC_3	シャント・レギュレータ	AN1431T(松下電子工業)
PC	フォト・カプラ	PC817(シャープ)
F_1	ヒューズ	2A AC125V
L_1	ライン・フィルタ	ELF18D602(松下電子部品)
L_2	小型インダクタ(330μH)	SP0406-331K6(TDK)
L_3	チョーク・コイル	(図 17 参照)
L_r	共振コイル	(図 16 参照)
T_1	メイン・トランス	(図 14 参照)
T_2	カレント・トランス	(図 15 参照)
C_1	X コンデンサ	0.1μ AC250V
C_2～C_4	Y コンデンサ	2200pF AC250V
C_5	アルミ電解	680μF 200V
C_6	アルミ電解	33μF 25V
C_7	積層セラミック	0.22μF 50V
C_8, C_9, C_{14}	タンタル電解	4.7μF 35V
C_{10}, C_{11}	セラミック	150pF 50V
C_{12}, C_{13}	セラミック(温度補償)	100pF 50V
C_{15}	フィルム	0.022μF 50V
C_{16}, C_{17}	セラミック	1000pF 1kV
C_{18}	電解	6800μF 10V
C_{19}	フィルム	0.1μF 50V
C_{20}	フィルム	0.033μF 50V
C_r	共振コンデンサ	2200pF 1kV(ディップト・マイカ)
R_1, R_2	酸化金属	33k 1W
R_3	セメント	3.3k 5W
R_4	炭素皮膜	10k ¼W
R_5		150Ω ¼W
R_6		22k ¼W
R_7		3.3Ω ¼W
R_8, R_9		330k ⅛W
R_{10}, R_{16}		1k ⅛W
R_{11}, R_{12}		470Ω ⅛W
R_{13}		10k ⅛W
R_{14}		3.3k ⅛W
R_{15}		1k ⅛W
R_{17}, R_{18}		220Ω ⅛W
R_{19}	金属皮膜	2.2k ⅛W
R_{20}	金属皮膜	2.4k ⅛W
VR	半固定抵抗	500Ω

＊ペアのもの

です．

VFC を受けもっている GP605 のピン配置と内部ブロック構成を**図 3** に示します．VCO は入力電圧に応じた周波数を作る発振器であり，単安定回路は一定の T_{ON} をもつパルスを発生するパルス・ジェネレータです．そのほかにプッシュプルのドライブを行う回路や，保護に必要な回路が付いています．

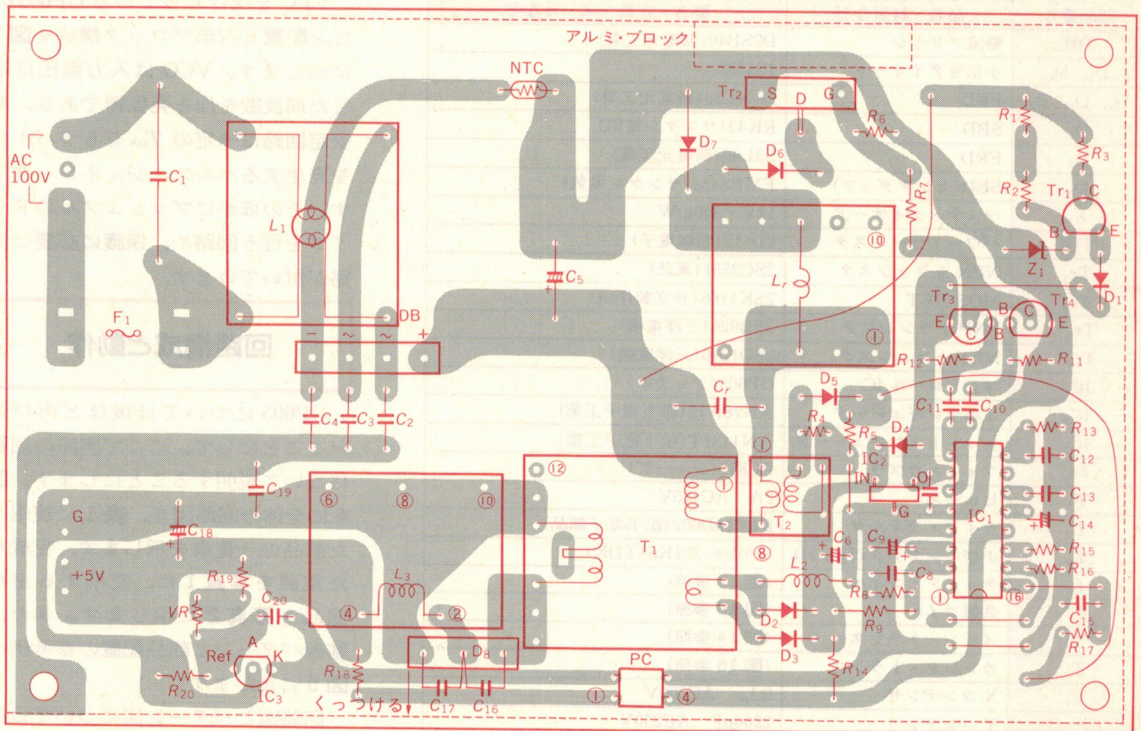
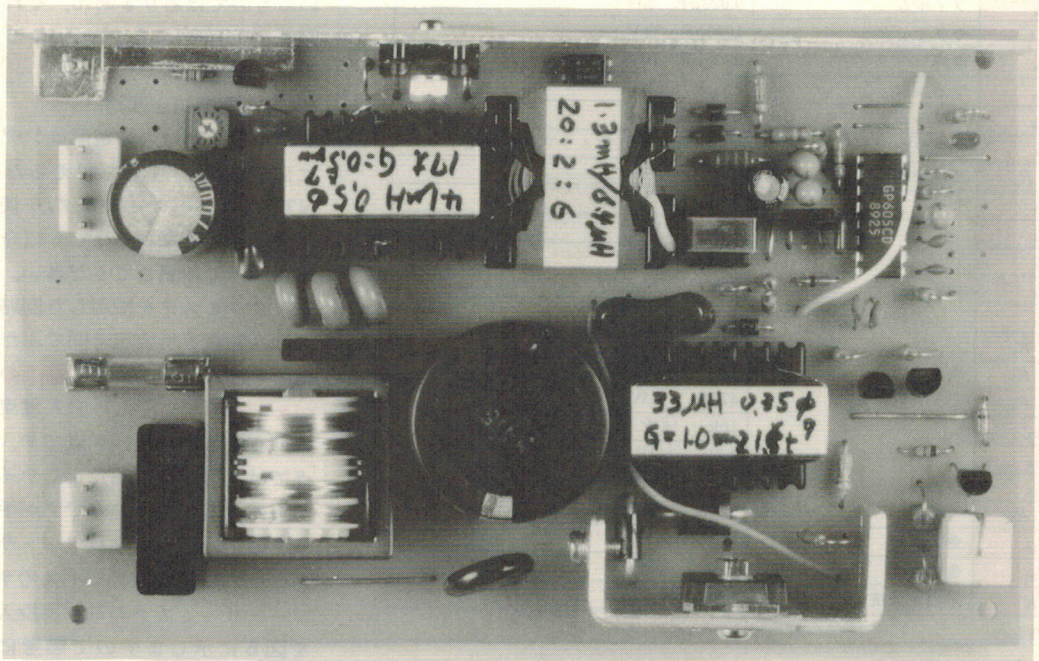
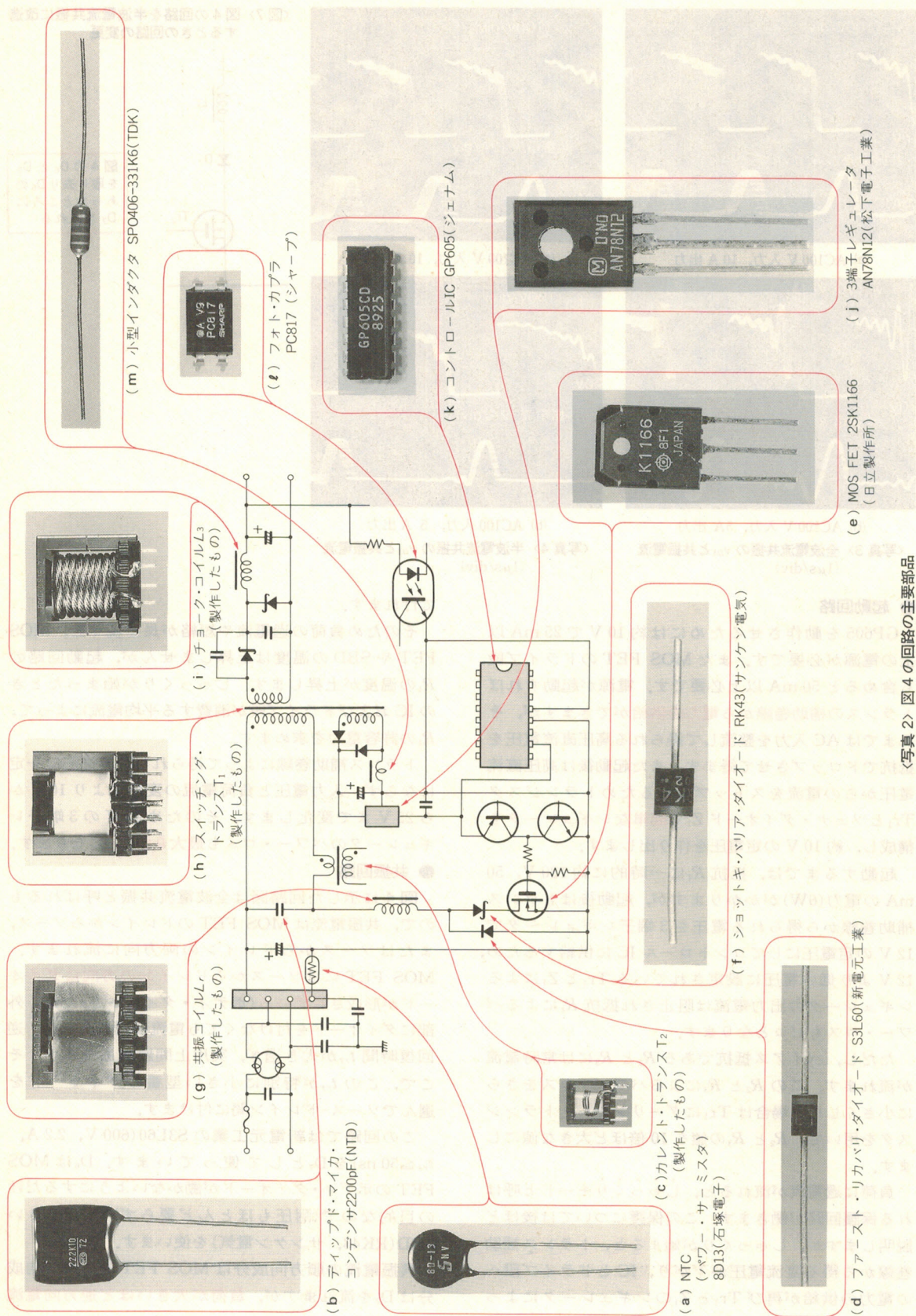
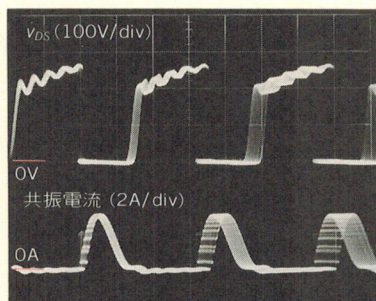
回路構成と動作

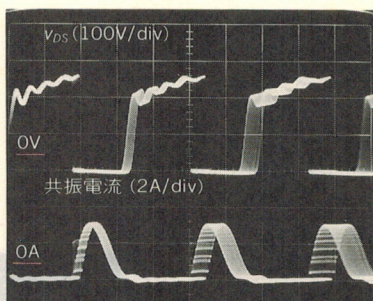
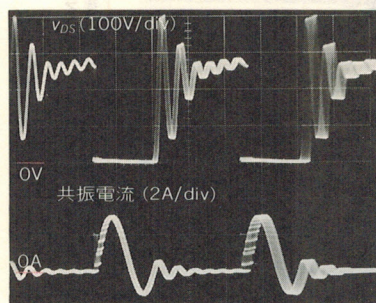
GP605 については後ほど再び述べることにして，ここで実際の回路について説明することにします．**図 4** に全体の回路図を，**表 1** に使用した部品の一覧表を示します．完成した電源を**写真 1** に，使用する主な部品を**写真 2** に示します．また，基板パターンと部品配置の参考例を**図 5** に示します．

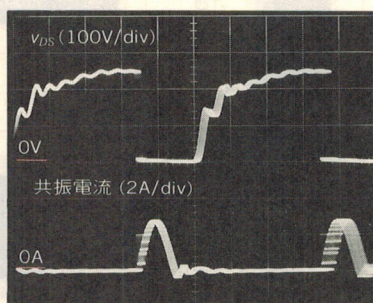
回路図とパターン図については共振電源の動作を確認することを目的としているため，GP605 の機能の中でいくつか使用していないものがあります．また，部品の温度上昇とノイズについて完全に対策をとっているものではありません．それでは**図 4** の回路図の各ブロックごとに働きを説明します．

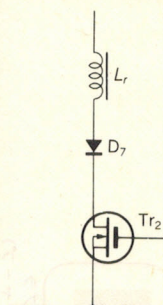
● 突入電流防止回路

電源投入時に入力電解コンデンサに流れる突入電流を抑えるために NTC(パワー・サーミスタ)を使っています．第 6 章(p.87)でも紹介していますので参照してください．パワー・サーミスタを使用した回路の欠点は，電源遮断後短時間でふたたび電源を投入する場合に，素子の温度がまだ残っているため突入電流を十分抑えられないという点です．この点では，第 9 章で紹介したサイリスタ方式のほうがよいのですが手軽に使えるという点ではパワー・サーミスタは大変便利なデバイスです．パワー・サーミスタの電源再投入特性を**図 6** に示しますので参考にしてください．

〈図5〉図4の回路の基板パターンと部品配置の例(原寸・パターン面)

Tr₂(1次側MOS FET)とD₈(2次側SBD)に共通のヒート・シンク(1.5mm厚のアルミ板)を使用している(写真1とは異なる). Tr₂とヒート・シンクの間の絶縁に注意する. また, Tr₂はアルミ・ブロックを使用, D₈は足を曲げることによりアルミ板に接触させている. C_{16}, C_{17}はパターン面に取り付けている.

〈写真1〉GP605を使用した5V・10A全波電流共振電源の基板(パターン図とはヒート・シンクが異なる)

〈写真 2〉図 4 の回路の主要部品

(a) AC100 V 入力，10 A 出力

(a) AC100 V 入力，10 A 出力

〈図7〉 図4の回路を半波電流共振に改造するときの回路の変更

(b) AC100 V 入力，5A 出力

〈写真3〉 全波電流共振の v_{DS} と共振電流 (1μs/div)

(b) AC100 入力，5 A 出力

〈写真4〉 半波電流共振の v_{DS} と共振電流 (1μs/div)

● 起動回路

GP605を動作させるためには約10Vで25mA以上の電源が必要です．またMOS FETのドライブ段も含めると50mA以上必要です．電源が起動すればトランスの補助巻線から電力の供給ができますが，それまではAC入力を整流して得られる高圧直流電圧を抵抗でドロップさせて得ます．また起動後は高圧直流電圧からの電流をストップさせるためトランジスタTr_1とツェナ・ダイオードZ_1で簡単なレギュレータを構成し，約10Vの定電圧を作り出します．

起動するまでは，抵抗R_1に一時的に約120V，50mAの電力(6W)がかかりますが，起動後はトランス補助巻線から得られる電圧を3端子レギュレータで12Vの定電圧にしてコントロールICに供給するため，12Vより低い電圧に設定されているTr_1とZ_1によるレギュレータの出力電流は阻止され抵抗R_1によるパワー・ロスもゼロとなります．

ただし，バイアス抵抗であるR_2とR_3には常時電流が流れます．このR_2とR_3によるパワー・ロスをさらに小さくしたい場合はTr_1にダーリントン・トランジスタを用いて，R_2とR_3の値を10倍ほど大きな値にします．

負荷に過電流が流れると，しゃっくりモードと呼ばれる保護回路が働きます．この保護については後ほど説明しますが，しゃっくりが始まると，トランス補助巻線から得る直流電圧が下がり，ICとドライブ段への電力の供給が再びTr_1とZ_1のレギュレータによって行れます．

そのため負荷の過電流や短絡が長く続くと，MOS FETやSBDの温度は上昇しませんが，起動回路のR_1の温度が上昇します．しゃっくりが始まったときのICおよびドライブ段が消費する平均電流によって，R_1の許容電力を求めます．

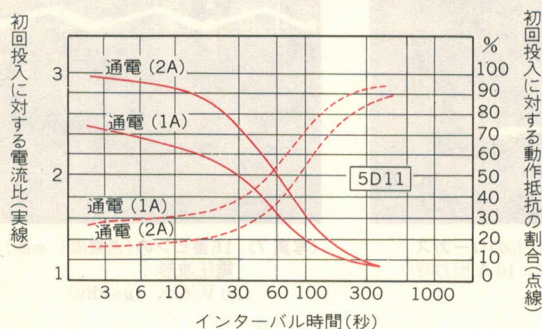
トランス補助巻線によって得られる直流電圧は一定にならず，入力電圧と負荷電流の変化により16Vから25Vまで変化します．そのため12Vの3端子レギュレータのパワー・ロスも最大0.65Wになります．

● 共振回路

図4に示した回路図は全波電流共振と呼ばれるもので，共振電流はMOS FETのドレインからソース，またはソースからドレインの両方向に流れます．MOS FETにはソースからドレインの方向にダイオードが形成されている(ボディ・ダイオード)ため，外部にダイオードを付けなくても電流は流れますが，逆回復時間t_{rr}が大き過ぎ，実用上問題があります．そこで，このt_{rr}が特別に小さい型番のダイオードを選んでソース-ドレイン間に付けます．

この回路では新電元工業のS3L60(600V，2.2A，t_{rr}≦50ns)をD_7として使っています．D_6はMOS FETのボディ・ダイオードが働かないようにするだけの目的なので(耐圧もほとんど要らず)V_Fの小さいSBD(RK43，サンケン電気)を使います．

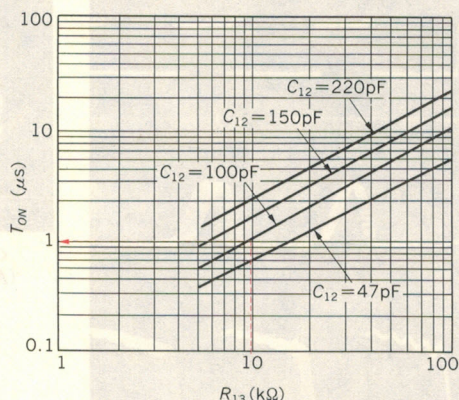
共振電流の順方向成分はMOS FETを，逆方向成分はD_7を流れますが，負荷が大きいほど逆方向電流

〈図6〉(2) パワー・サーミスタの電源再投入特性

パワー・サーミスタを突入電流防止用に使う場合，電源をOFFしてから再度ONするときに流れる突入電流に注意が必要．例えば通電状態の電流が1Aの場合，電源OFF後15秒で再度ONすると初回の突入電流の2.2倍の突入電流が流れるのがグラフから読みとれる．

は小さくなります．負荷が10Aと5AのときのMOS FETのv_{DS}と共振電流の波形を**写真3**(a)と(b)にそれぞれ示します．10Aの最大負荷では共振電流の逆方向がほとんどありませんが，5Aでは逆方向が大きくなっています．またD_7のt_{rr}によって，逆方向電流がゼロになってもOFFせずに流れてしまうため，共振電流が実際には完全なゼロ・クロスとならず，共振コイルがリンギングを起こしてv_{DS}が大きくはね上がっています．

いっぽう，**図4**の回路のMOS FETとD_6，D_7からなる回路を**図7**のように変更すると(他の回路はまったく同じ)半波電流共振に変身します．半波電流共振は共振電流の順方向のみを流すだけでよく，MOS FETのボディ・ダイオードを完全に働かないように逆阻止のダイオードを直列に挿入します．このダイオードは，**図4**のD_7と同じ型番です．この半波電流共振の負荷が10Aと5AのときのMOS FETのv_{DS}と共振電流の波形を**写真4**(a)と(b)にそれぞれ示します．10Aでも5Aでも逆方向電流がありません．また5Aのv_{DS}波形には大きなはねかえりが見られません．

こうして全波と半波を比較すると，半波のほうがMOS FETにかかるストレスも小さくて好ましいのですが，軽負荷時に発振が安定しないという問題があります．**図7**のように半波に改造した場合は最低負荷として2A必要です(チョーク・コイルL_3のインダクタンスを大きくするともっと小さな電流までとれる)．そこで，電流範囲をほぼゼロから10Aまでとりたい場合は全波を，また2〜10Aでよい場合は**図7**のように変更した半波を使用します．以降の説明は全

〈図8〉(1) GP605の出力パルスの幅T_{ON}とC_{12}，R_{13}の関係

波を一応基本にしていますが，半波にも応用できる内容となっています．

共振回路のL_rとC_rは，

$$T_{ON}=0.75(2\pi\sqrt{L_r \cdot C_r}) \quad \cdots\cdots(1)$$

T_{ON}：MOSのON時間．C_{12}とR_{13}の値によって決まる．

を満足するように選びます〔第10章Appendixの(12)式〕．**図4**の回路ではL_rが33μH，C_rが2200pFですので，T_{ON}は，

$$T_{ON}=0.75\times2\times\pi\sqrt{33\times10^{-6}\times2200\times10^{-12}}$$
$$=1.27\times10^{-6}(\text{sec}) \quad \cdots\cdots(2)$$

と求まります．次にC_{12}とR_{13}の値を**図8**に示したT_{ON}とC_{12}，R_{13}の値のグラフから選びます．それぞれ100pFと10kΩとします．

電流共振の場合，T_{ON}と共振周期の関係を正しく選ぶ必要がありますので，L_rとC_rはいずれも正しく測定した値を式に代入してください．またL_rはショート・リングを被せる前と後ではだいぶ値が変わりますので，めんどうでもショート・リングを付けて測定するようにします．C_rは温度特性の良いものを選びます．

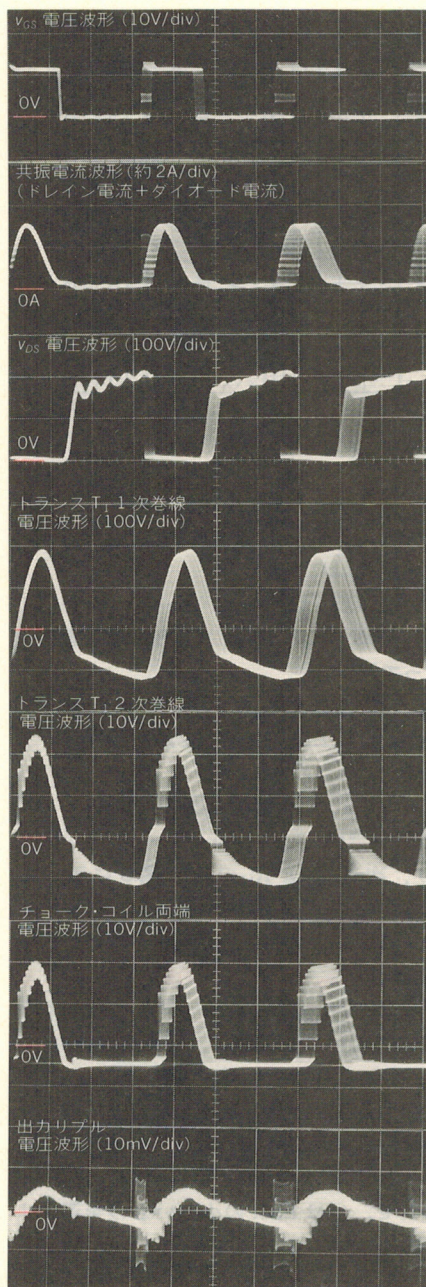
また，L_rとC_rに流れる電流が大きいため，L_rは線径に余裕をもたせ，C_rはESRの小さいものを選ぶようにします．**図4**ではC_rにディップト・マイカを使用しています．

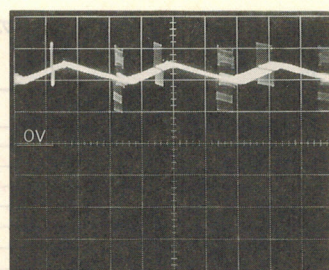
共振回路の特性インピーダンス$\sqrt{L_r/C_r}$は第10章のAppendixの(10)式を応用して求めます．共振回路L_rとC_r，および電圧V_{IN}を2次側に等価変換するためにこの(10)式のL_r，C_r，V_{IN}にそれぞれ，

$$L_r\rightarrow\left(\frac{n_S}{n_P}\right)^2\cdot L_r,\quad C_r\rightarrow\left(\frac{n_P}{n_S}\right)^2\cdot C_r$$

$$V_{IN}\rightarrow\frac{n_S}{n_P}\cdot V_{IN}$$

を代入します．すると，

$$\left(\frac{n_S}{n_P}\right)^2\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}<\frac{n_S}{n_P}\cdot\frac{V_{IN}}{I_O} \quad \cdots\cdots(3)$$

〈写真5〉 AC100 V入力，10 A出力時の各部波形(1 μs/div)

〈写真6〉 v_{DS}とi_Dのローカス
(AC100 V入力，10 A出力時)

〈写真7〉 16番ピンの(過電流しゃ断)電圧波形
(1.0 V/div，1μs/div)

となります．これを整理すると，

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < \frac{n_P}{n_S} \cdot \frac{V_{IN}}{I_O} \quad \cdots\cdots(4)$$

と求まります．

$n_P=20$，$n_S=2$，$V_{IN}=125$ V，$I_O=10$ Aを代入し，

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} < 125(\Omega) \quad \cdots\cdots(5)$$

と求まります．$V_{IN}=100$ Vを入れると，上式の右辺は100となります．L_rが33 μH，C_rが2200 pFの場合$\sqrt{L_r/C_r}$は122 Ωです．V_{IN}が100 Vに対してはややインピーダンスがオーバーぎみで，L_rを少し小さくしたほうがよいようにみえます．ただし，この点は実験後の再調整で対応してください．

● **スイッチング回路**

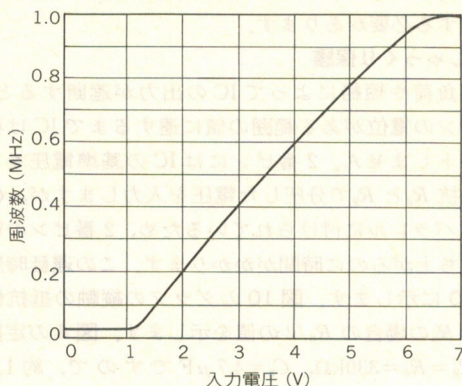
(1)式でスイッチング回路のT_{ON}と共振周波数の関係を示しました．式が意味しているのは，共振周期の3/4をT_{ON}にすることですが，共振周期の3/4は共振電流の逆方向電流がピークになるときです．この逆方向のピークは負荷電流の増加にともなってゼロに近づきますが，ゼロになる負荷電流が共振電源として出せるパワーの最大値です．また，そのときの共振電流の順方向電流が流れる期間は共振周期の3/4になります．

共振電流の波形はすでに**写真3**と**写真4**で示しましたが，さらにv_{GS}電圧波形から出力リプル電圧波形までの各波形を時間軸をそろえて**写真5**に示します．このv_{GS}電圧波形よりT_{ON}が約1.3 μsになっているのがわかります．また共振電流波形より，逆方向電流(ダイオード電流)がゼロで，MOS FETのドレイン電流が100 %であることもわかります．この共振電流とv_{DS}電圧波形を比べると，ZCS(電流ゼロのスイッチング)になっていることがわかります．このことは，v_{DS}とi_Dのローカスをとった**写真6**でさらにはっきりします．出力リプル電圧波形のスパイクはMOS FETがONするときにもっとも大きく出ていますが，OFFするときはかなり小さくなっているのがわかります．

上のことから，このスイッチング回路はOFF時のスイッチング・パワー・ロスがほぼゼロで，MOS FETに加わるストレスや，スパイクの発生もかなり小さいといえます．しかし，**写真5**と**写真6**に示した現象ではわかりにくいのですが，MOS FETがONするときのロスが小さくなっていません．このロス$P_{C(ON)}$はCapacitive Turn On Lossと呼ばれ，MOS FETの出力容量C_{OSS}と，ターンON直前のV_{DS}，およびスイッチング周波数f_Sから，

$$P_{C(ON)} = \frac{1}{2} C_{OSS} \cdot v_{DS}^2 \cdot f_S \quad \cdots\cdots(6)$$

〈図9〉(1) GP605の13番ピン(VCO入力端子)の入力電圧とVCOの周波数

〈図10〉(1) 過負荷時のしゃっくり保護が働いたときのしゃっくりの間隔とR_8，R_9とC_8の関係

と求められます．**写真5**の場合は，

C_{OSS}=410 pF(2SK1166のデータ・シートより)

V_{DS}=200 V(**写真5**より)

f_S=300 kHz(**写真5**より)

より，

$P_{C(ON)}$=2.5 W

と求まります．この**MOS FETの出力容量によるターンONロスは電流共振型の大きな欠点**といえます．電圧共振型は電圧がゼロでターンON/ターンOFFするため，ON時/OFF時いずれのスイッチング・ロスもありません．したがって将来的には電圧共振型がより注目されます．ただし，電圧共振型は軽負荷時の対策が必要となり技術的な課題も少なくありません．

MOS FETのロスはC_{OSS}によるターンONロスのほかにオン抵抗によるロス$P_{R(ON)}$があります．この$P_{R(ON)}$はMOS FETのON抵抗R_{ON}と実効ドレイン電流$I_{D(RMS)}$から，

$P_{R(ON)}=R_{ON}\{I_{D(RMS)}\}^2$

と求められます．そこで，**写真5**の場合は，

R_{ON}=0.45 Ω(2SK1166のデータ・シートより)

$I_{D(RMS)}$=1.15 A(**写真5**の波形より近似計算)

より，

$P_{R(ON)}$=0.60(W)

と求まります．ドレイン電流のピーク値が大きい分実効値も大きくなり，$P_{R(ON)}$も大きくなるのは電流共振型の別の欠点のひとつであるといえます．

$P_{C(ON)}$と$P_{R(ON)}$の合計である3.1 WがMOS FETのパワー・ロスとなります．出力10 A時の入力電力67 W(効率75 %と仮定)の5 %ほどになります．

● 定電圧制御

図4の回路図において，出力電圧が設定値より少し下がると，IC_3のカソード電流が減少し，フォト・カプラのLEDの光量が減り，フォト・トランジスタのコレクタ電流が減少します．コレクタ電流の減少により，IC_1の13番ピンの電圧が上がります．13番ピンはVCOの入力端子ですので，VCOの発振周波数が上がり，共振回路による共振エネルギの発生回数を増やして，2次側により多くのエネルギを送り，下がった電圧を埋め合わせようと働きます．13番ピンの電圧とVCOの周波数の関係を**図9**に示します．

電源を投入した瞬間は出力電圧もゼロですから，最大周波数のスイッチングでスタートしてしまいますが，これを抑えるソフト・スタート機能が12番ピンです．12番ピンには4.7 μFのコンデンサが付けられていますが，これによって**約40 msのソフト・スタート**が得られます．

第10章の共振チョッパで，半波共振と全波共振のそれぞれのスイッチング周波数の変化について説明していますので参照してください．全波共振の場合は入力電圧の変動に対しては周波数は変化しますが，出力電流の変動に対しては周波数はそれほど変化しません．いっぽう半波共振の場合はいずれの場合も変化を示します．

今のところ，共振用コントロールICとして発表されているものは**スイッチング周波数を変化させて定電圧制御**させるものがほとんどですが，固定周波数で定電圧制御させるタイプも商品化が検討されています．

● 過電流検出

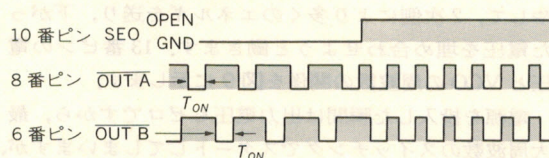
共振電流のピーク値は共振回路の特性インピーダンス$\sqrt{L_r/C_r}$で決まりますが，トランスT_1の1次巻線の電流は2次側の出力電流に比例します．そこで，**カレント・トランス**を使ってトランス1次巻線の電流を検出します．カレント・トランスは電流を電圧に変換する際に便利なもので，1次，2次の巻数をそれぞれn_P，n_S，2次巻線に接続される抵抗をRとすると，1次巻線の電流iに対して，抵抗R両端の電圧はコアの保磁力を無視すると，

$$\left(\frac{n_P}{n_S}i\right)\cdot R \quad \cdots\cdots(7)$$

で表わすことができます．

図4の回路では1次巻線の正方向の電流だけを検出するようにダイオードを入れ，また，ICの過電流検出端子である16番ピンに時定数がそれほど大きくない平滑回路を入れてフラットに近い三角波が入力されるようにしています．16番ピンの検出電圧は代表値で3.2 Vですので，最大負荷で16番ピンに入力される三角波のピーク値が3.0 V弱程度になるようにR_5の値を調整します．カレント・トランスの巻き方によってR_5の値も変わります．AC 100 V入力，10 A出力時の16番ピンの電圧波形を**写真7**に示します．

16番ピンの電圧が一度3.2 Vに達すると，ICの出力は一度遮断されます．その後再スタートするまでに，ジェナム社がHiccup(しゃっくり)保護と呼んでいる過程をとおります．5 V出力が無負荷から最大負荷まで瞬時に変わるダイナミック負荷では，過電流検出が敏感になります．このような場合はR_{17}とC_{15}の値も調整する必要があります．

〈図11〉[1] GP605の10番ピンをオープンで使う場合とグラウンドで使う場合のIC出力のちがい

〈図12〉[1] GP605の8番ピンまたは6番ピンに接続されるコンデンサ容量に対する立ち上がり/下降時間

〈図13〉[3] PC50とPC40の鉄損の比較

● しゃっくり保護

過負荷や短絡によってICの出力が遮断すると，2番ピンの電位がある範囲の値に達するまでICは再スタートしません．2番ピンにはICの基準電圧を2本の抵抗R_8とR_9で分圧した電圧を入力しますが，C_8がR_8にパラレルに付けられているため，2番ピンの電圧が立ち上がるのに時間がかかります．この遅延時間を図10に示します．図10のグラフの縦軸の抵抗値は$R_8 = R_9$の場合の$R_8/2$の値を示します．図4の定数では$R_8 = R_9 = 330\text{k}\Omega$，$C_8 = 4.7\ \mu\text{F}$ですので，約1.1秒の遅延時間となります．電源が過負荷状態になったときや短絡のときには，1.1秒おきに，スタートと遮断を繰り返します．したがってMOS FETやSBDは発熱しませんが，ICへの電力供給が高抵抗R_3を通して行われるため，R_3の温度が上昇します．

しゃっくり保護からスタートするときもかならずソフト・スタートを経由します．また電源投入時も，C_8を充電する時間，立ち上がりが遅れます．また，C_8をR_8ではなくR_9にパラレルに付けても同じ結果が得られます．これは，2番ピンの電圧がある範囲内(ほぼ2～3 V)に入らないと再スタートしないからです．

〈図14〉トランスT_1の巻線仕様

コア形状	PQ26/25(TDK)
コア材質	PC50
ボビン	BPQ3 26/25-1112CP
ギャップ	なし
巻線仕様	（下表）
巻線構造	上側バリア／2mm／4mm／P′／S 2/2／P／S 1/2／下側バリア／3d／d　P:線材を7本束ねる
層間テープ	S½とPの間：25μmポリエステル・テープ3回 PとS2/2の間：25μmポリエステル・テープ3回 S2/2とP′の間：25μmポリエステル・テープ1回 外周：25μmポリエステル・テープ3回
インダクタンス	1次巻線(P)：1.3mH リーケージ・インダクタンス：6.4μH(S側ショート時)

巻順	ピン番号	巻数	線径
S½	⑨→Ⓒ	1回	銅板 0.2mm×9mm
P	①→③	20回	0.2mmφ×7
S2/2	Ⓒ→⑩	1回	銅板 0.2mm×9mm
P′	⑤→④	6回	0.2mmφ

Ⓒ：中央溝(基板で固定)

● ドライブ出力

ICの出力端子は6番ピンと8番ピンです．これらふたつ端子からの出力は，10番ピンがオープンの場合は同相，10番ピンがグラウンドの場合は周波数が半分に減って交互となります．そのようすを図11に示します．

プシュプル(またはハーフ・ブリッジ)の場合は10番ピンをグラウンドして使いますが，今回のように一石の場合は10番ピンをオープンにして(同相にして)，6番ピンと8番ピンの出力を合わせて使います．

ふたつの出力端子ともアクティブ・ローすなわち，ON期間は低電位となりますので，図4の回路のようにドライブ段を挿入してMOS FETをドライブします．ドライブ段の出力はアクティブ・ハイとなります．

出力端子に容量性負荷を接続したときの立ち上がり時間と下降時間のグラフを図12に示します．図4の回路ではC_{10}とC_{11}が容量性負荷に相当しますので，これらのコンデンサの容量は小さい方がベターですが，あまり小さすぎると，ドライブ段の出力パルスがなまってしまいます．MOS FETのC_{iss}の1/10程度を目安に決めます．

● GP605のそのほかの機能

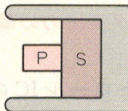
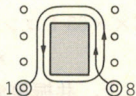
低圧入力と過大入力時にはICの出力を遮断することができます．この機能を得るピンは15番ピンです．このピンは上下にスレッショルドを持つコンパレータ(ウインドウ・コンパレータ)の入力端子となっており，入力電圧を適当な2本の抵抗で分圧した電圧を加えることで機能します．ただし，図4の回路ではこの機能を使っていません．また，この機能を停止する場合には約2.5Vの電圧を15番ピンに入力しておきます．3番ピンは5Vの基準電圧出力端子ですが，この5VをR_{10}とR_{16}(いずれも1kΩ)で分圧して15番ピンに加えています．

ICの5番ピンはパワー・グラウンド・ピンで，4番ピンが小信号のグラウンド・ピンです．それぞれのグラウンドは別々に3端子レギュレータの出力コンデンサのグラウンド側に接続されるようにパターンを考える必要があります．

〈図15〉カレント・トランスT_2の巻線仕様

項目	仕様
コア形状	EE10/11
コア材質	PC40(旧H_{7C4})
ボビン	BE10-118CPS
ギャップ	なし
巻線仕様	巻順 S：ピン番号 ③→④，巻数 40回，線径 0.14mmφ 巻順 P：ピン番号 ⑧→①，巻数 2回弱，線径 0.35mmφ×3
巻線構造	・バリア・テープなし ・層間テープは25μmを3回 Pの巻線のようす(ボビン下側から見て)

トランスとチョーク・コイルの作り方

● メイン・トランスT_1

第10章のコラムで周波数と鉄損について解説しましたが，周波数が高くなるほど磁束密度変化量を下げるか，またはコア材質を変えなければ鉄損は増えてしまいます．TDKからPC50というコア材が，1MHzスイッチング対応として出ていますので，それを使うことにします．PC50がPC40に対してどのくらいコア・ロスが抑えられるか図13に示します．図より周波数が200kHzを超えるところからPC50のロスが小さくなっているのがわかります．

トランスT_1に用いたコア形状はPQ26/25Z12です．PQコアはTDKのオリジナル製品で，体積に対する断面積の割合が大きくなっていて，巻数をなるべく少なくしたトランスの設計には便利なものといえます．

トランスT_1の仕様を図14に示しました．鉄損と銅損については正確に求めていませんが，コアの温度上昇からみて，合わせて1.5W以内と思われます．

第9章のFCCのトランスの1次巻線も今回のトランスT_1の1次巻線も0.2mmを7本束ねて用いていますが，7本を束ねると，図14のように1本の線を6本の線がちょうど取り巻くようになり巻き易くなります．線を束ねて巻く場合には7本/束にすると便利です．ただし束ねないで平たく並べて巻く場合は7本に限る必要はありません．

〈図16〉共振コイルL_rの巻線仕様

項目	仕様
コア形状	EER28
コア材質	PC40(旧H_{7C4})(できれば，PC50のほうがよい)
ボビン	BEER28-1110CP
ギャップ	0.5〜1.0 mm　スペース・ギャップ (インダクタンスによって調整)
巻線仕様	線材：0.35 mmφ×7 巻数：21.5回 ピン：③→⑧
ショートリング	コア外周に0.2 mm×13 mmの銅板によるショート・リングを施す．
インダクタンス	33 μH(ショート・リングを付けて測定)

また，表皮効果を考えた場合電流の流れる有効な表面からの深さ δ は，

$$\delta=\frac{66}{\sqrt{f}}(\mathrm{mm}) \quad \cdots\cdots(8)$$

f：周波数(Hz)

と表すことができますので，共振周波数が620 kHzの場合，0.083 mmとなります．したがって，直径が0.16mm程度の線材をなるべく多く束ねるか，またはフォイル材を使用するのが有効です．この場合巻数が少ないことから，フォイル材の方がむしろ良いと思われます．

フォイル材の場合は30 μm厚で9 mm幅の銅フォイルを1次巻線に用います．参考までですが，フォイル材が手に入らない場合は基板の銅はくをはがして用いるという手段もあります．ただし，これはあくまで

〈図17〉チョーク・コイル L_3 の巻線仕様

コア形状	EER28
コア材質	PC40（旧 H_{7C4}） ［PC30（旧 $_{7C1}$）でも使用可］
ボビン	BEER28-1110CP
ギャップ	0.5 mmスペース・ギャップ
巻線仕様	線材：0.6 mmϕ ×7 巻数：17回 ピン：②→④
インダクタンス	41 μH

共振電源用コントロールIC

最近になって発表または発売された共振電源用のコントロールICをいくつか紹介します．

■ ジェナム社

● GP605

本文で紹介したICです．電流共振用コントロールICで，出力モードを切り替えることにより，シングルエンド（トランジスタ1石用）でも，コンプリメンタリ（ハーフブリッジ用）でも使い分けることができます．出力モードはアクティブ・ローです．

● GP6040/GP6041

このふたつはいずれもシングルエンド出力（トランジスタ1石用）の電流共振用コントロールICで，GP6040は出力モードがアクティブ・ロー，GP6041はアクティブ・ハイになっており，そのほかは同じスペックです．出力遮断回路は，自動的にリセットされるものと電源を切らないとリセットされないものとふたつ用意されています．

● GP6050/GP6051

GP605とほぼコンパチのまま，起動電流が小さく改良され，さらに自動リセットができない遮断回路が追加されています．また，GP6050は出力モードがアクティブ・ロー，GP6051がアクティブ・ハイとなっています．GP605と同様ハーフブリッジを駆動できるコンプリメンタリ出力の電流共振電源用コントロールICです．ただし，GP605と異なり，出力モードを切り替えてシングルエンドにすることはできません．

● GP6140/GP6141

いずれもシングルエンド出力の電圧共振用コントロールICで，GP6140は出力モードがアクティブ・ロー，GP6141がアクティブ・ハイとなっています．

■ マイクロ・リニア社

● ML4815

シングルエンド出力の電圧共振用です．

● ML4816

コンプリメンタリ出力の電流共振，電圧共振両用です．

■モトローラ社

● MC34066/33066

コンプリメンタリ出力の電流共振，電圧共振両用です．MC34066とMC33066の違いは動作周囲温度範囲（MC33066が広い）だけです．

■ ユニトロード社

● UC1860/2860/3860

コンプリメンタリ出力の電流共振用コントロールICです．三つのナンバの違いは動作周囲温度範囲（UC1860がもっとも広い）だけです．

● UC1861/64/65，UC2861/64/65，UC3861/64/65

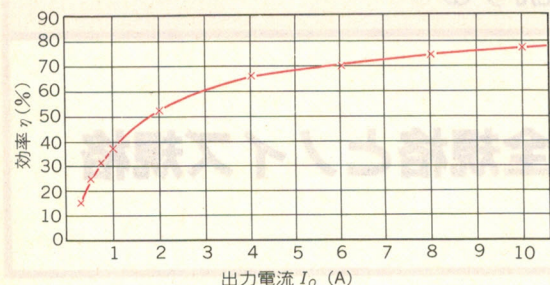
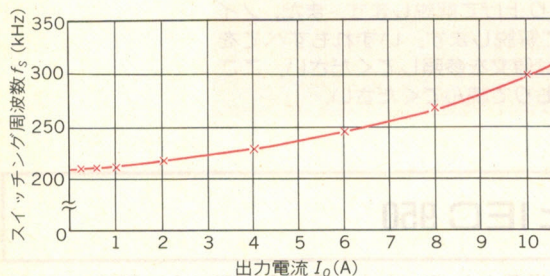
これらはひとつのファミリのナンバで，ICを構成するブロックは同じです．UC18××，UC28××，UC38××の違いは動作周囲温度範囲だけです．ただし，UC××61，UC××64，UC××65は次のように使い分けられます．

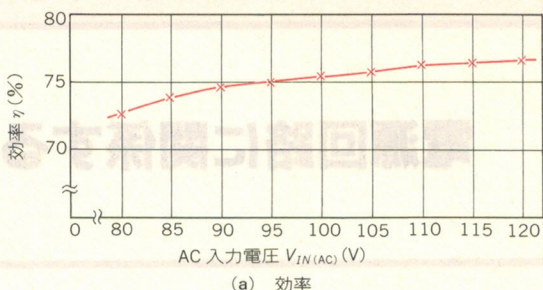
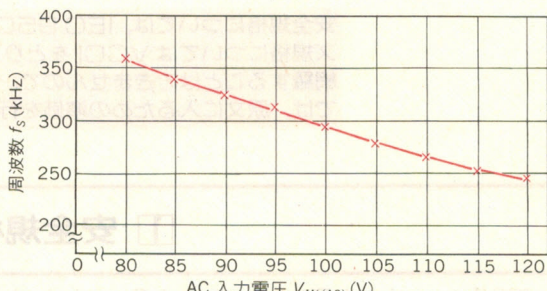
UC××61：コンプリメンタリ出力の電圧共振用
UC××64：シングルエンド出力の電圧共振用
UC××65：コンプリメンタリ出力の電流共振用

＊　＊

以上，共振電源用コントロールICのなかからいくつかあげてみました．上にあげたコントロールICはいずれも，ON期間一定，またはOFF期間一定のPFM（Pulse Frequency Modulation）です．

〈図18〉出力電流に対する効率とスイッチング周波数の変化
(入力：AC100 V 一定)

(a) 効率

(b) スイッチング周波数

〈図19〉AC 入力電圧に対する効率とスイッチング周波数の変化
(出力：5 V 10 A 一定)

(a) 効率

(b) 発振周波数

も実験用の話ですが．

● カレント・トランスT_2

カレント・トランスT_2の仕様を図15に示します．

カレント・トランスはすでに説明したように過電流を検出するためのものです．1次電流が通過する巻線のインダクタンスが大きくならないように断面積の小さいコアを用いて，かつなるべく巻数を少なくします．

● 共振コイルL_r

共振コイルはインダクタンスが小さいので空芯に巻いて得ることもできます．こうすることで鉄損もなくすことができます．しかし，かなり大きな磁界を発生するためやはりコアを使用します．コア材や線材の考え方はメイン・トランスT_1と同じですが，PC50のコア材でEER28の形状のものがないので，PC40を使用しました．EER28を使用したのは電源の高さを30 mm以内に抑えるためですが，その必要がない場合はPC50のEER28Lを使うこともできます．

共振コイルL_rの仕様を図16に示します．

● チョーク・コイルL_3

第9章のFCCのチョーク・コイルと基本的に同じと考えることができます．ただし，FCCの場合は出力電流が臨界電流を多少下まわっても安定した発振をしますが，この共振型の場合は不安定になることがあります．したがって，大きめのインダクタンスを用いたほうが軽負荷まで使えます．特に半波電流共振に改造する場合は，インダクタンスを大きくしたほうがよいでしょう．

チョーク・コイルL_3の仕様を図17に示します．

測定と性能評価

図4の回路による全波電流共振の場合の出力電流に対する効率とスイッチング周波数および入力電圧に対する効率とスイッチング周波数のグラフをそれぞれ図18と図19に示します．

なお，負荷変動は0.25～10 Aで8 mVの変化，また入力変動は80～120 Vで1 mV以下の変化と十分小さいのでグラフを省略しました．

図17より，負荷が軽くなるほど効率が下がっているのがわかります．これは負荷電流に関係なく共振電流が流れてしまっているからで，半波電流共振にすることにより大幅に改善されます．ただし，このときはスイッチング周波数も大きく変化するようになります．

◆参考・引用*文献◆

(1)* Gennum, IC Data Book, 1990-1991.

(2)* 石塚電子㈱，パワーサーミスタ，Cat. No.61，1990年3月．

(3)* TDK 0.5～1MHz スイッチング電源用フェライトコア PC50材，BAJ-019A，1990年8月．

(4) Fred C. Lee ; Quasi-Resonant Switching Techniques for DC-DC Converters, IEEE PSEC Conference, 1987.

(5) Steve Freeland and R.D.Middlebrook ; A unified analysis of converters with resonant switches, IEEE PSEC Conference, 1987.

(6) Unitrode, Linear IC Data Book and Applications Handbook 1990.

(7) 日立パワーMOS FET，データブック，1989年3月．

第12章

IEC 950とVCCI規格を中心に解説する

電源回路に関係する安全規格とノイズ規格

安全規格については，IEC 950をとり上げて解説します．また，ノイズ規格についてはVCCIをとり上げて解説します．いずれもすべてを網羅することはできませんので，詳細は原文を参照してください．ここでは，原文に入るための準備を行うつもりで読んでください．

1 安全規格とIEC 950

IEC（International Electrotechnical Commission）が定めている安全規格は，

- IEC 380（Safety of electrically energized office machine）
- IEC 435（Safety of data processing equipment）
- IEC 950（Safety of information technology equipment including electrical business equipment）

の三つに分かれていましたが，これらは，1990年から1991年にかけてIEC 950に統合されました．

いっぽう，通産省でも電気用品の技術基準に国際規格を採用するため，電気用品の技術上の基準を定める省令第2項の基準としてIEC 950を認める方針を出しています．

そのため，このIEC 950は電源が国際仕様の場合に限らず，日本仕様の場合でも必要な規格となってくるといえます．

IEC 950は，情報機器，事務機器を操作する人やそれらの機器に触れる一般の人，それにメンテナンスを行う人の安全を確保するために定められた規格です．規格は感電と火災に対して人体を保護するために機器の設計と製造において守らなければならない技術基準と，機器の検査方法判定基準を定めています．具体的内容は用語の定義から始まりかなりの量にのぼるため，ここではトランスを巻く上で必要なことがらを解説します．

空間距離と沿面距離

空間距離はIEC 950のAmend 2（修正分冊2）原文のTABLE IIIとTABLE III AおよびTABLE IVに掲載されています．TABLE IIIは1次回路および1次-2次間の空間距離を，TABLE IVは2次回路の空間距離をそれぞれ規定しています．

TABLE III AはAmend 2によって新たに設けられたもので，1次回路における空間距離を繰り返しピーク電圧の大きさによって差を付けるという考えに基づいています．

具体例としては，AC 220/240 V系で，1次回路の繰り返しピーク電圧が600 Vほどになる部分（スイッチング・トランジスタのコレクタと他の電極の間など）は，従来Operational insulation（後述の用語の説明を参照）として3.0mmの空間距離を必要としましたが，このAmend 2では，TABLE IIIより基本的な値である1.7 mm，TABLE III Aより繰り返しピーク電圧600 Vに応じた0.3 mmをそれぞれ加えた2.0 mmでよいことになります．トランスの1次メイン巻線と1次補助巻線のピンの位置を決める場合も従来より短い間隔でよく，ボビンのサイズも小さくて済むようになるといえます．

沿面距離はIEC 950原文のTABLE Vに掲載されています．トランスを用いる沿面距離はPollution degree 1（後述の用語の説明参照）の値を適用できるので，ほとんどの場合TABLE IIIの空間距離と一致します．ただし，上に述べた1次回路における空間距離ではなく，1次-2次間の空間距離として求めるので，TABLE IIIのInsulating working voltageの解釈についてはIEC 950 clause 2.2.7の参照が必要です．

TABLE III，III A，IV，Vおよびclause 2.2.7は掲載しませんが，それらを参照する場合には，次の用語の概略の意味を参考にしてください．

・Clearance：
空間距離．ふたつの導体間を，空間を通じて結ぶ最短距離のこと(図1)

・Basic insulation：
基礎絶縁．感電に対する基礎的な保護を行うために施される絶縁のこと．

・Supplementary insulation：
補助絶縁．基礎絶縁が効かなくなったときに感電に対する保護を確保するため，基礎絶縁とは別に施されている独立した絶縁のこと．

・Operational insulation：
動作絶縁．装置が正常動作するために必要な絶縁のこと．

・Double insulation：
2重絶縁．基礎絶縁と補助絶縁の両方からなる絶縁のこと．

・Reinforced insulation：
強化絶縁．感電に対して2重絶縁と同じレベルの保護を行う単一の絶縁のこと(トランスの1次巻線と2次巻線間の絶縁)．

・Pollution degree 1：
ごみや湿気を寄せつけないようにシールされた部品およびアセンブリに適用される(一般のトランスはこのPollution degree 1の適用が可能)．

・Pollution degree 2：
IEC 950がカバーする情報機器事務機器に適用される．

・Pollution degree 3：
装置の内部で，導電性の汚れ，または非導電性の汚れであっても結露によって導電性に変わる汚れの付きやすい環境におかれた部分に適用される．

〈図1〉空間距離，沿面距離および絶縁距離

・Working voltage：
装置が定格電圧で正常使用されたときに，絶縁体にかかる最大電圧(定格電圧は製造会社が決める値)．

・Cleepage distance：
沿面距離．ふたつの導体間を，絶縁体表面に沿って結ぶ最短通路の長さのこと(図1)

規格書の表の中に出てくるInsulation working voltageは，交流ならば実効値，直流ならばリプルも含めた波高値としていますが詳しくは原文のClause 2.2.7を参照してください．

絶縁距離

板状の絶縁材，またはトランスの絶縁テープのようなシート状の絶縁材については，原文のClause2.9.4が適用されます．その中の，絶縁テープの規格と巻く回数を定めている箇所は，

① 強化絶縁は，1層当たりの耐圧が強化絶縁用耐圧試験にパスする材質のもの2層からなっていること．

または，

② 強化絶縁は，2層の耐圧が強化絶縁用耐圧試験にパスする材質のもの3層からなっていること．

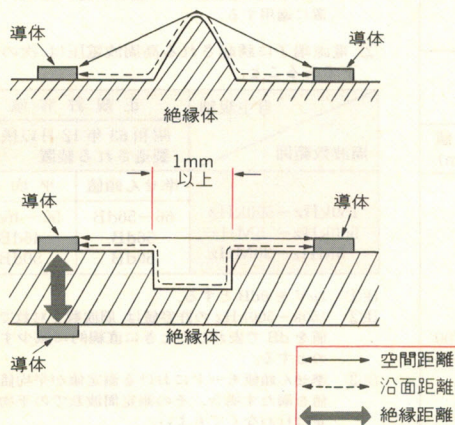
と解釈できます．早くいえばテープを2回巻くか3回巻くかですが，それはテープ1枚当たりの耐圧によるということになります．

耐圧試験

テープなどの絶縁材の耐圧試験に用いられる電圧はIEC 950原文のTABLE XVのPart 1とPart 2に掲載されています．TABLE XVでは耐圧試験の電圧が，working voltageによって区別されていて，130〜1000Vの間は，Reinforced insulationの場合3000V共通となっています．また，130V以下では2000Vとなっています．working voltageの解釈によれば，AC 85〜132Vを定格入力電圧として申請する場合は，220/240V系と同じ3000Vの耐圧試験が適用されることになります．

試験電圧は，50 Hzまたは60 Hzのsin波か，あるいはそのピーク値に相当するDC電圧を1分間加えます．トランスの場合は，装置の温度が安定するまでヒート・ランさせた後で行います．

TABLE XVに出てくる用語のbodyとは，触れることのできる金属部分，取っ手のようなもの，または触れることができる絶縁物表面に付いている金属製フォイル(箔)のすべてをいいます．

▶ IEC 950規格書，Amend 2購入先：(財)日本規格協会 ☎03(3583)8001

[2] ノイズ規格とテスト・サイト

ノイズ規制は製品によって規格が異なっています．最近急速に普及している情報処理製置に対しては，従来の製品に対して適用されていた電気用品取締法とは別にVCCIの規格が適用されます．ただし，VCCIは法律ではなく自主規制です．VCCIのVはVoluntaryの略です．

いっぽう，国際的にはIECの国際無線障害特別委員会(CISPR)がノイズ規制について各国に勧告を出していますが，情報処理装置および電子事務機器などに対して，Publication 22と呼ばれる勧告を1985年に行っています．日本のVCCIは，CISPR Pub.22に基づいています．米国や西独はCISPR Pub.22とは別な独自の規格を定めています．米国ではFCC Part 15J，西独ではVDE0871によって定めらていますが，それらの値を**表1**に示します．詳しくは各々の規格の原文を参照してください．

〈図2〉[3] VCCIの技術基準に適合していることを示す表示

この装置は，商工業地域で使用されるべき第一種情報装置です．住宅地域又はその隣接した地域で使用するとラジオ，テレビジョン受信機等に受信障害を与えることがあります．　VCCI—1

(a) 届けた第1種情報装置に示す文（文字の大きさは，高さ2mm以上）（VCCI-1は正規許容値を満たすレベルを示す）

(b) 届け出た第2種情報装置に付けるマーク（正規許容値を満たすレベル）

〈表1〉[4] 米国のFCC Part 15J(計算機器)と西独VDE0871(高周波応用機器)の雑音端子電圧と雑音電界強度

		FCC Part 15J		VDE0871	
端子雑音		周波数(MHz)	限度値(dBμV)	周波数(MHz)	限度値(dBμV)
	クラスA	0.45～1.6 1.6～30	60 69.5	0.01～0.15 0.15～0.5 0.5 ～30	91～69.5 66 60
	クラスB	0.45～30	48	0.01～0.15 0.15～0.5 0.5 ～30	79～57.5 54 48

		FCC Part 15J			VDE0871		
不要輻射		周波数(MHz)	距離(m)	限度値(μV/m)	周波数(MHz)	距離(m)	限度値(μV/m)
	クラスA	30～88 88～216 216～1000	30 30 30	30 50 70	0.01～30 30～41 41～68 68～174 174～230 230～470 470～760 760～1000	100 30 30 30 30 30 30 30	50 500 30 500 30 500 180 900～700
	クラスB	30～88 88～216 216～1000	3 3 3	100 150 200	0.01～30 30～470 470～1000	30 10 10	50 50 200

(注)　端子雑音は単位が，1μV＝0dBによるdB表示．
不要輻射の単位はμV/m．

〈表2〉[3] VCCIが定めている雑音電界強度①と雑音端子電圧②

(1) 第一種情報装置

① 漏洩電波の電界強度の準せん頭値は，測定距離に対応した次の値以下であること．

周波数範囲 ＼ 自主規制	正規許容値		
	平成元年12月以後に製造される装置		
(測定距離)	(30m)	(10m)	(3m)
30MHz～ 230MHz 230MHz～1,000MHz	30dB 37dB	40dB 47dB	50dB 57dB

注①　1μV/mを0dBとする．
注②　測定距離は30m，10m，3mのいずれかひとつでよい．ただし，測定距離3mの値は1稜が1m以下の装置に適用する．
注③　製造日は装置の完成日とする．以下同じ．

② 電源端子に誘起される高周波電圧は，次の値以下であること．

周波数範囲 ＼ 自主規制	正規許容値	
	平成元年12月以後に製造される装置	
	準せん頭値	平均値
150kHz～500kHz 500kHz～ 30MHz	79dB 73dB	66dB 60dB

注①　1μVを0dBとする．
注②　準せん頭値モードにおける測定値が平均値許容値を満たす場合，その測定周波数での平均値測定は行わなくてもよい．
注③　150k～526.3kHzは暫定的に設計目標とする．

(2) 第二種情報装置

① 漏洩電波の電界強度の準せん頭値は，測定距離に対応した次の値以下であること

周波数範囲 ＼ 自主規制	正規許容値	
	昭和63年12月以後に製造される装置	
(測定距離)	(10m)	(3m)
30MHz～ 230MHz 230MHz～1,000MHz	30dB 37dB	40dB 47dB

注①　1μV/mを0dBとする．
注②　測定距離は10m，3mのいずれかひとつでよい．ただし，測定距離3mの値は1稜が1m以下の装置に適用する．

② 電源端子に誘起される高周波電圧は，次の値以下であること．

周波数範囲 ＼ 自主規制	正規許容値	
	昭和63年12月以後に製造される装置	
	準せん頭値	平均値
150kHz～500kHz 500kHz～ 5MHz 5MHz～30MHz	66～56dB 56dB 60dB	56～46dB 46dB 50dB

注①　1μVを0dBとする．
注②　150k～500kHzの許容値は，周波数を対数で許容値をdBで表わしたときに直線的に減少するものとする．
注③　準せん頭値モードにおける測定値が平均値許容値を満たす場合，その測定周波数での平均値測定は行わなくてもよい．
注④　150k～526.5kHzは暫定的な設計目標値とする．

ノイズの測定条件，方法，また測定器を正しく設定することは容易ではありません．また，電源のように別のセットに組み込まれて用られる場合はセットとのマッチングによってノイズの強度やスペクトラム分布が電源単独によるそれらの値と異なってきます．これらの点は前出の安全規格と違って扱いにくいところです．

VCCI

VCCI(Voluntary Control Council for Interference by data processing equipment and electronic office machine，情報処理装置等電波障害自主規制協議会)はCISPR Pub.22に基づいて，電気通信技術審議会が技術規格をとりまとめ，郵政大臣へ答申し，郵政大臣から関係業界に要請されて設立された機関です．

VCCIが規制する対象は「情報処理装置及び電子事務機器等」で，商工業地域で使用される(いわゆる業務用)第1種情報装置と住宅地域で使用される(いわゆる家庭用)第2種情報装置に分けられています．第2種の規格が少し厳しくなっています．

VCCIの技術基準に適合し，確認届け出を行った装置には図2に示した表示をすることになっています．また，技術基準の許容値は表2に示したとおりです．この許容値は第1種が1989年12月以後，第2種が1988年12月以後にそれぞれ製造される装置が対象で，それ以前に製造された装置には経過措置(緩和措置)がとられています．

VCCIの業務内容には，「一般ユーザへの啓蒙，関係メーカへの普及促進等」が含まれていますので，詳細を知りたい場合は次の事務所に問い合わせてみてください．

▶ 情報処理装置等電波障害自主規制協議会事務局本部(略称 VCCI事務局本部)☎03(3434)8809

EMIテスト・サイト

妨害波の発生を測定する設備をもつ試験所をEMIテスト・サイトと呼んでいます．また，外部からの妨害波によって受ける障害を測定する設備ももっている試験所をEMCテスト・サイトと呼んでいます．

〈表3〉日本にあるEMI/EMCテスト・サイト(カタログなどで調べたもの)

法人名(あいうえお順)	サイト所在地	電話番号
アクゾジャパン㈱EMC(事)	波崎町(茨城県)，掛川市(静岡県)，辰野町(長野県)，川崎市(神奈川県)，松田町(神奈川県)，栃木市(栃木県)	03(3261)8967
イーエムテック㈱	富岡市(群馬県)	0274(64)4138
㈱EMCジャパン	津久井町(神奈川県)	0427(84)8005
㈱ウェイブ	吉井町(群馬県)	0273(87)7856
㈱オータマ	芦川村(山梨県)	0552(98)2141
オリックス・レンテックス㈱	清川村(神奈川県)	0462(88)2971
㈳関西電子工業振興センター	生駒市(奈良県)	07437(8)0283
㈱関東イーエムシー	山武町(千葉県)	04758(9)1190
㈶機械電子検査検定協会	都留市(山梨県)，箕面市(大阪府)，師勝町(愛知県)，世田谷区(東京都)	03(3583)4131
㈱ケミトックス電波研究所	須玉町(山梨県)	0551(42)4411
セキテクノトロン㈱	八王子市(東京都)	0426(64)3011
㈱ザクタテクノロジーコーポレーション DS&Gジャパン	米沢市(山形県)	0238(28)2880
㈱テクノサイト	八日市場市(千葉県)	0479(74)1155
東京イーエムシー㈱	大月市(山梨県)	0554(23)2511
TDK㈱	佐久市(長野県)	0267(68)5111
㈱トーキン	つくば市(茨城県)，三田市(兵庫県)，大安町(三重県)，川崎町(宮城県)	044(751)5331
㈱日本EMCラボラトリ	我孫子市(千葉県)，津久井町(神奈川県)	0471(88)6381
㈱日本EMC研究所	豊橋市(愛知県)	0532(23)3181
ニュートロニクス㈱	天童市(山形県)	0236(53)8817
日立フェライト㈱	甘楽町(群馬県)	0274(74)6207
富士電気化学㈱	湖西市(滋賀県)	05357(6)2156
松下電子部品㈱	門真市(大阪府)	06(908)1101
㈶無線設備検査検定協会	小金井市(東京都)，松戸市(千葉県)，神戸市(兵庫県)	03(3799)9033

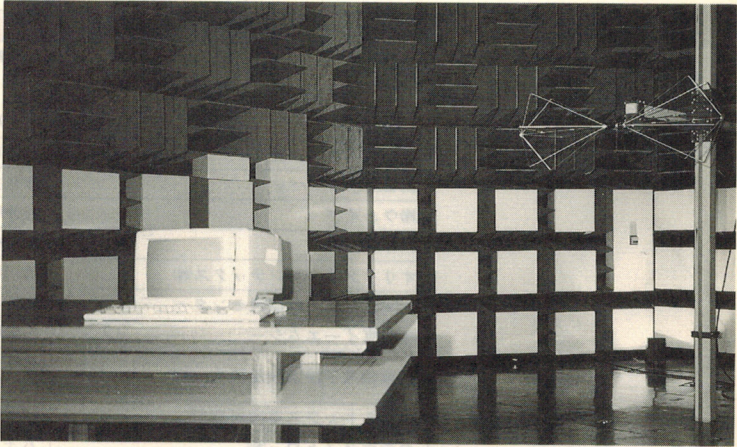
〈表4〉[7] EMCテスト・サイトのサービス業務内容と使用される測定器の例

測定項目	(1) 放射雑音：3m法，周波数範囲 30MHz～1GHz 電子機器の筐体から空中に放射される雑音の測定 (2) 雑音端子電圧：電子機器の電源線を介して伝導される雑音の測定 (3) 雑音電力：電子機器の電源線を介して空中に放射される雑音の測定
対応規格	(1) VCCI(登録済み)，電気用品取締法　(2) FCC(登録済み) (3) FTZ/VDE　(4) CISPR，その他
利用方法	EMCサイト専門技術者立ち合いによるユーザ自主測定，もしくは依頼測定による

(a) 業務内容

測定室名	名称	メーカ	機種名
電波半無響室	スペクトル・アナライザ	アドバンテスト	R2523
	電界強度計	チェイス	UHR4000
	アンテナ	アンリツ	MP534A
		シュワルツベック	VHAP
		シュワルツベック	UHAP
		シュワルツベック	BBA9106
		シュワルツベック	UHFLP9107
		コンプライアンス デザイン	ROBERTS ANTENNA
		EMCO	LOOP ANTENNA
	標準信号発生器	ローデ&シュワルツ	SMG
シールド室	電界強度計	チェイス	LHR7000
	スペクトル・アナライザ	ヒューレット・パッカード	8568B
	ディスターバンス・アナライザ	チェイス	DIA1512
	疑似電源回路網	協立電子工業	KNW407
			KNW242
			KNW242C
	吸収クランプ	協立電子工業	KT10
			KT20

(b) 測定器

〈写真1〉EMCテスト・サイトの内部のようす〔松下電子部品㈱提供〕(右上のアンテナで左のパソコンが放射するノイズを計測する)

日本にあるEMI/EMCテスト・サイト(カタログなどで調べたもの)を**表3**に示します．各サイトがもっている設備やサービス業務の内容は異なっていますが，**表4**に松下電子部品㈱の例を示します．サイトの利用方法には，設備を借りて自分が測定を行う自主測定と，サイト側の測定技術員が立ち合いしてくれる基本測定と，測定を任せる依頼測定(受託測定)があります．料金は利用方法により，また利用時間帯により異なりますが，深夜の自主測定がもっとも割安となります．

なお，サイトにより利用方法に違いがありますので，詳しくは問い合わせてみる必要があります．

◆参考・引用*文献◆

(1) IEC STANDARD Publication 950, First edition, 1986.
(2) IEC 950 1986, Amendment 2, 1990-06.
(3)* 情報処理装置等電波障害自主規制協議会，案内，1991年1月．
(4)* 富士電気化学㈱，EMI対策用部品&トランス・チョークコイル カタログ，1990年2月．
(5) 富士電機㈱，ノイズ防止機器 技術資料，1991年2月．
(6) 松下電器産業㈱，直流安定化電源カタログ，1987年12月．
(7)* 松下電子部品㈱，EMC TEST SITE FULL AUTOMATIC MEASUREMENT カタログ

Supplement 電源の製作に使用する主要部品のメーカー一覧表

1. ヒューズ

S.O.C.㈱ ……………………☎ 045(432)1283

2. 温度ヒューズ

内橋エステック㈱ ……………………☎ 06(962)6666

3. トランス，コイル

(1) コア

TDK ㈱ ……………………☎ 03(3278)5244
富士電気化学㈱ ……………………☎ 03(3434)1271

(2) フィルタ・コイル

㈱トーキン ……………………☎ 03(3402)6165
富士電気化学㈱ ……………………☎ 03(3434)1271
松下電子部品㈱ ……………………☎ 03(3438)5337

4. コンデンサ

(1) フィルム・コンデンサ

神栄㈱ ……………………☎ 078(392)6800
ニッセイ電機㈱ ……………………☎ 03(3442)8151
マルコン電子㈱ ……………………☎ 03(3471)7041

(2) セラミック・コンデンサ

TDK ㈱ ……………………☎ 03(3278)5253
松下電子部品㈱ ……………………☎ 03(3437)1121
㈱村田製作所 ……………………☎ 044(422)5151

(3) アルミ電解コンデンサ

㈱ニチコン ……………………☎ 075(231)8461
日本ケミコン㈱ ……………………☎ 03(3785)1251
マルコン電子㈱ ……………………☎ 03(3471)7041

(4) タンタル電解コンデンサ

㈱ニチコン ……………………☎ 075(231)8461

(5) OS コンデンサ

三洋電機㈱ ……………………☎ 03(3837)6242

5. 抵抗

(1) セメント抵抗

帝国通信工業㈱ ……………………☎ 044(433)7511

(2) メタル・プレート・セメント抵抗

福島双羽電機㈱ ……………………☎ 03(5700)3611

(3) 半固定抵抗

東京コスモス電機㈱ ……………………☎ 03(3255)3911

6. 半導体

(1) MOS FET

新電元工業㈱ ……………………☎ 03(3279)4431
IR ファーイースト㈱ ……………………☎ 03(3983)0641
㈱日立製作所 ……………………☎ 03(3212)1111

(2) バイポーラ・トランジスタ，ダイオード，サイリスタ

サンケン電気㈱ ……………………☎ 03(3986)6165
三洋電機㈱ ……………………☎ 03(3837)6331
新電元工業㈱ ……………………☎ 03(3279)4431
東芝㈱ ……………………☎ 03(3257)5602
日本電気㈱ ……………………☎ 03(3454)1111
松下電子工業㈱ ……………………☎ 03(3437)1121

(3) ショットキ・バリア・ダイオード

サンケン電気㈱ ……………………☎ 03(3986)6165
富士電機㈱ ……………………☎ 03(3211)7402

(4) フォト・カプラ

シャープ㈱ ……………………☎ 06(621)1221

(5) PTC(パワー・サーミスタ)

石塚電子㈱ ……………………☎ 03(3621)2704

(6) モノリシック IC

SGS トムソン㈱ ……………………☎ 03(3280)4120
三洋電機㈱ ……………………☎ 03(3837)6331
ジェナム・コーポレーション日本支店 ……………………☎ 03(3247)8838
シャープ㈱ ……………………☎ 06(621)1221
日本電気㈱ ……………………☎ 03(3456)6111
松下電子工業㈱ ……………………☎ 03(3437)1121
リニアテクノロジー㈱ ……………………☎ 03(3237)7891
日本モトローラ㈱ ……………………☎ 03(3440)3311
㈱日本アイ・シー(Micro Linear) ☎ 03(3402)5280
㈱インターニックス(Unitrode) …☎ 03(3369)1105

(7) ハイブリッド IC

サンケン電気㈱ ……………………☎ 03(3986)6151
三洋電機㈱ ……………………☎ 03(3837)6331
新電元工業㈱ ……………………☎ 03(3279)4431

7. そのほかの部品など

(1) 絶縁テープ

ニチバン㈱ ……………………☎ 03(3263)0151

(2) 絶縁フィルム

東レ㈱ ……………………☎ 03(3245)5111

(3) ヒート・シンク

リョーサン㈱ ……………………☎ 03(3862)6221

(4) シリコーン・グリース

信越化学工業㈱ ……………………☎ 03(3246)5131

トランジスタ技術 SPECIAL No.28

1991年7月1日 初版発行
1994年1月10日 第4版発行

発行人　神戸一夫　　編集人　蒲生良治
発行所　CQ出版株式会社　〒170 東京都豊島区巣鴨1-14-2
電　話　03-5395-2123(出版部)，03-5395-2141(営業部)
振　替　東京0-10665

(定価は表四に表示してあります)

印刷・製本　三晃印刷株式会社

CQ出版社 定価1,540円(本体1,495円) ISBN4-7898-3220-1 C3055 P1540E